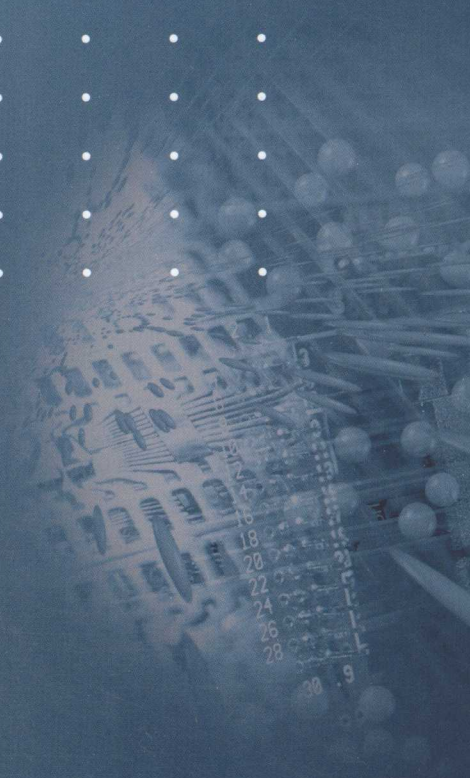
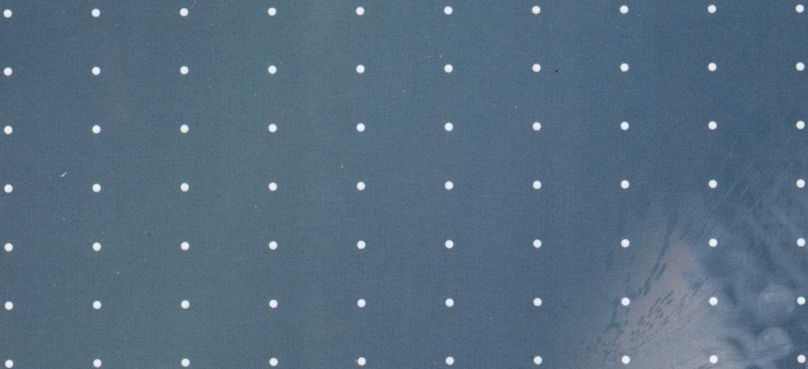


教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会推荐教材

模拟电子技术基础

■ 孙肖子 主编
■ 孙肖子 谢松云 李会方 张进成 谢 楷 编著



电子信息类专业基础课程系列教材

电路分析	李小平	主编
信号与线性系统分析 (第5版)	吴大正	主编
电子线路基础	傅丰林	主编
模拟电子技术基础	孙肖子	主编
高频电子线路 (第三版)	曾兴雯	主编
数字电子技术基础	孙万蓉	主编
数字信号处理	高新波	主编
微处理器原理及其系统设计	石光明	主编
软件技术基础	陈 平	主编
电磁场与电磁波	史小卫	主编
随机信号分析教程	李兵兵	主编
信息论与编码理论 (第二版)	王育民	主编
通信网络基础 (第三版)	李建东	主编
微波技术与天线	龚书喜	主编
通信原理	张 辉	主编
雷达原理	刘宏伟	主编

ISBN 978-7-04-036841-3



9 787040 368413 >

定价 32.80 元

013030797

TN710-43

144

教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分

模拟电子技术基础

MONI DIANZI JISHU JICHU

■ 孙肖子 主编

■ 孙肖子 谢松云 李会方 张进成 谢 楷 编著



TN710-43
144



北航

C1636317



高等教育出版社·北京
HIGHER EDUCATION PRESS BEIJING

787C81810

内容简介

本书共分八章：绪论、常用半导体器件原理、双极型晶体管和场效应管放大器基础、集成运算放大器内部电路设计、集成运算放大器的基本应用电路、基于集成运算放大器的有源 RC 滤波器的分析与设计、反馈与振荡（弛张振荡器与正弦振荡器）、功率电路及电源管理。本书将反馈的概念贯穿到全书，更注重系统和应用，加强了有源 RC 滤波器、功率开关、功率电路以及电源管理等实际应用内容。在加强基本概念及分析方法的基础上，更贴近工程实际。书中增加了许多实际应用和设计案例，内容更丰富、更新颖。

本书可作为高等学校通信工程、电子信息工程、电气工程及其自动化、医学信息工程、微电子科学与工程、电子科学与技术等有关专业的本科生或专科生“电子线路基础”、“电子技术基础”等课程的教材或教学参考书，也可作为广大工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

模拟电子技术基础/孙肖子主编；孙肖子等编著. —北京：高等教育出版社，2012.12

ISBN 978-7-04-036841-3

I. ①模… II. ①孙… ②孙… III. ①模拟电路-电子技术-高等学校-教材 IV. ①TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2013) 第 009018 号

策划编辑 吴陈滨
插图绘制 尹 莉

责任编辑 王勇莉
责任校对 王 雨

封面设计 赵 阳
责任印制 朱学忠

版式设计 范晓红

出版发行 高等教育出版社
社 址 北京市西城区德外大街 4 号
邮政编码 100120
印 刷 涿州市京南印刷厂
开 本 787mm × 1092mm 1/16
印 张 22.5
字 数 550 千字
购书热线 010-58581118

咨询电话 400-810-0598
网 址 <http://www.hep.edu.cn>
<http://www.hep.com.cn>
网上订购 <http://www.landracom.com>
<http://www.landracom.com.cn>
版 次 2012 年 12 月第 1 版
印 次 2012 年 12 月第 1 次印刷
定 价 32.80 元

本书如有缺页、倒页、脱页等质量问题，请到所购图书销售部门联系调换。

版权所有 侵权必究
物 料 号 36841-00

序 一

由教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会推荐,西安电子科技大学与高等教育出版社联合策划的这套电子信息类专业基础课程系列教材即将陆续出版发行,我很高兴,这是我国高校电子信息类教材建设工作的一个新举措!

本系列教材的编写基于西安电子科技大学的电子信息办学特色和长期的教学经验积累。学校从1931年诞生于江西瑞金的中央军委无线电学校,到1949年张家口的军委工校和20世纪60年代的“西军电”,80年代的西北电讯工程学院,到现在的西安电子科技大学,一直致力于为国家 and 军队培养电子信息方面的高级专业人才,是国内最早建立信息论、信息系统工程、雷达、微波天线、电子机械、电子对抗等专业的高校之一,形成了鲜明的电子与信息学科特色与优势。本系列教材由学校众多知名教授担任主编,他们长期从事电子信息专业基础课教学和研究,努力继承和发扬学校在电子信息类专业基础课教学方面的经验和特色,并结合最新的科技进展组织和编写了系列教材。

大家知道,培养高素质的电子信息专门人才的前提,是要加强基础课程建设,尤其是数理基础和专业技术基础,要打造一个高水平的专业基础课程平台;本系列教材正是瞄准这一目标,从电路分析、信号与系统、模电(低频,高频)、数电、电磁场等专业基础课,到通信原理、雷达原理、软件技术基础、微波技术与天线等技术基础课,构成了一个知识面宽阔的电子信息类专业基础课教材体系。

本系列教材在编写时强调了如下几点,也可看做是本系列教材的特色:

1. 本系列教材自成体系,以西安电子科技大学的优势学科和特色专业为依托,覆盖了学校电子信息类专业的主干专业基础课程,知识结构系统完整,内容精练,具有先进性、系统性、完整性等特点;

2. 本系列教材由学校知名教授、专家(包括国家级教学名师、教育部相关教指委委员、学科带头人等)担任主编,他们具有较丰富的教学和科研经验,保证了该系列教材的编写质量;

3. 本系列教材具有很好的基础,大部分教材都是在原有教材的基础上进行修订,在此基础上增加先进的内容和新的方法,而部分原有教材是国家“九五”、“十五”、“十一五”国家级规划教材和普通高等教育精品教材,获得过省部级优秀教材奖。

4. 本系列教材对应的本科生课程大部分是国家级精品课程或省级精品课程,课程建设和教材建设十分注重基础理论知识与实际工程应用之间的紧密结合,注重对学生的分析问题和解决问题能力的培养。

电子信息领域是一个发展异常迅速的领域,新的需求不断产生,新技术不断涌现,电子信息产品迅速更新并广泛应用于社会的各个方面,从而对IT人才培养提出了更高的要求,反映在课程建设和教材建设上,就是要有前瞻性,并不断强化基础、不断适应新技术和新要求,就是要通过

教学改革与创新,不断提高教学质量,进而促进人才培养质量的全面提升。

希望本系列教材能在这方面产生一些积极的促进作用,并在实践中不断改进和提高,为国家培养出更多优秀的电子信息高级专业人才做出贡献!

保 铮

2012 年 5 月于西安

序 二

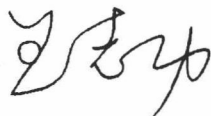
自 1999 年以来,我国高等教育的规模发生了历史性变化,开始进入大众化的发展阶段。高等院校从生源基础知识水平、课程设置、教学目的到培养目标都趋于多元化,原有教材类型和种类较少的现状已经难以满足不同类型高等院校培养不同类型人才的需求。而在本科教育中,基础课程建设是保证和提高教学质量的关键。为此,“教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会”与高等教育出版社合作,以教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会最新制定的《电子电气基础课程教学基本要求》、电子信息科学类与电气信息类各教学指导分委员会最新制定的专业规范以及《全国工程教育专业认证标准(试行)》为依据,共同组织制订了“电子信息科学类与电气信息类专业平台课程教材规划”。

这套规划教材的制订和编写遵循了以下几点原则:

1. 尊重历史,将高等教育出版社经过半个多世纪的积淀所形成的名家名作、精品教材纳入规划。这些教材经过数十年的教学实践检验,具有很好的教学适用性。此次规划将依据新的《电子电气基础课程教学基本要求》以及电气信息学科领域的最新发展,对教材内容进行修订。
2. 突出分类指导,突出不同类型院校工程教育的特点。大众化教育阶段,不同类型院校的人才培养目标定位不同,应当根据不同类型院校学生的特点组织编写与之相适应的教材。鼓励有编写基础的一般院校和应用型本科院校经过 2~3 年的试用,形成适用于本层次教学的教材。
3. 理论知识与实际应用相结合。提倡在教材编写中把理论知识与在实际生产和生活中的应用紧密结合,着重培养学生的工程实践能力和创新能力,以适应社会对工程教育人才的要求。
4. 数字化的多媒体资源与纸质教材内容相结合。在教育部“加快教育信息化进程”的倡导下,提倡利用多样化、立体化的信息技术手段(如动画、视频等),将课程教学内容展现给学习者,以加深他们对知识的理解,达到更好的教学效果。

教材建设是一项长期、艰巨的工程。我们将本着成熟一批出版一批的指导思想,把这项工作扎实持续地推进下去,为电子信息科学类与电气信息类专业基础课程建设一批基础扎实、教学适用性强、体现时代气息的规划教材,为提高高等教育教学质量,深化高等教育教学改革做出应有的贡献。

教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会主任委员



2010 年 12 月

前言

“模拟电子技术基础”课程是电类专业的主干课程,是最重要的学科技术基础课之一。该课程的教学宗旨是“打好基础,学以致用”。一方面该课程要为后续课程的学习打好基础,另一方面该课程的实践性、工程性特别强,很多内容与工程实际密切相关,“直面应用”是本课程的特点之一。本教材以模拟电子技术的重要知识点和知识链为载体,注重加强学科理论基础,培养创新意识、科学思维方法,提高分析问题和解决问题的能力。

“兴趣是最好的老师”,“想象力比知识更重要”,本教材在绪论中,简单介绍“电子管的发明”、“晶体管的发明”以及“集成电路的发明”等电子技术发展的里程碑,显示人类智慧是无限的,科学技术发展、发现、创新是永无止境的。

结合多年的教学与科研实践,本教材力图做到“基础更扎实,内容更实用,视野更开阔,编排更合理”。本教材有以下特点:

1. 在第一章,给出本书的教学路线图(MAP),使教与学都有较清晰的思路。提前介绍“反馈”的概念与框图,并将“反馈”的概念贯穿全书。在第三章双极型晶体管和场效应管放大器基础、第四章电流源和差分放大器中,均不回避“负反馈”在稳定工作点、提高输入电阻、减小放大倍数、提高共模抑制比等方面所发挥的作用。在第五、第六章集成运算放大器基本应用和滤波器中,归纳电路结构可以发现其实质是“运放加反馈”。第七章全面回顾和总结负反馈的特性、分类及深反馈条件下增益的估算方法,讨论反馈稳定性及相位补偿的基本概念与原理,简要介绍正反馈在振荡器中的应用等。第八章功率电路及电源管理中,仍然大量应用“负反馈”来改善电路性能。可见,“反馈”的概念和应用在模拟电子技术中是何等重要。

2. 第二章“常用半导体器件原理”中从能带角度说明半导体与绝缘体、导体的区别,概念更为清晰。教材扩展了晶体二极管类型的介绍。在讨论器件特性曲线与参数的基础上,紧跟着提出晶体管的简化交流小信号模型,为下章放大器的分析与计算准备了条件。

3. 第三章“双极型晶体管和场效应管放大器基础”,借助“电路分析基础”的二端口网络模型来介绍放大器模型及放大器主要指标,一开始就提出三种基本组态电路,并用简化交流小信号模型来计算放大器的主要指标。对直流工作点的分析也以解析法估算为主,适当淡化了图解分析法,只将其作为讨论非线性失真和动态范围较为形象的方法来处理。本章还提出一种“快速估算法”,看到电路图,就能写出各项指标的结果,而无需画出等效电路。本章最后讨论放大器的频率响应,由浅入深,由易到难,思路清晰。教材在重要分析后都进行讨论、归纳,提高规律性的结论,对实际应用具有较好的指导意义。

4. 第四章针对集成运算放大器的结构和工艺特点,以及直接耦合放大电路的特殊问题,采用提出问题、找出原因、探索解决方法的思路,讨论了基于BJT和MOS器件的各种电流源的原理和应用、差分放大器电路和互补输出电路的工作原理与分析方法并举例分析了两种集成运算放

大器的内部电路。介绍了实际运算放大器的参数含义,为正确选择运放提供依据。

5. 第五章“集成运算放大器的基本应用电路”强调“运放加反馈”是构成各种功能电路的基本形式,在讨论基本应用电路的基础上,适当扩展知识面,简单介绍一些特殊运算放大器(高速电流反馈型运放、单片集成仪表放大器、单片集成增益可控运放等)。并指导实际应用中如何选择运放型号,如何正确使用单电源运放、注意电源去耦、电路消振、保护、调零以及负载驱动能力等问题。

6. 第六章中讲到的滤波器是最重要的一类模拟电路之一,本教材将有源 RC 滤波器从运放基本应用中独立出来,单独成章,旨在加强这方面的内容。书中对滤波器概念、形式、分类及其特点介绍更为清晰,对滤波器的工程设计方法阐述更加明确,对实际应用更具指导意义。

7. 第七章“反馈与振荡”全面总结负反馈在放大器中的应用规律。讨论负反馈放大器产生“自激振荡”的现象与原因,介绍消除自激的方法,具有一定的实际指导意义。最后简要介绍正反馈在迟滞比较器、弛张振荡器和正弦振荡器中的应用。

8. 第八章中提到的电源是所有电子设备中必备的部件,本教材给予足够的重视。晶体管和场效应管等分立元件在小信号放大器中虽然已很少应用,但作为大功率开关则有广泛而重要的应用领域。为适应实际工程需要,本教材在功率电路和电源管理方面有了很大的加强。

书中打“*”的内容可以不讲,供进一步扩展知识面及工程设计时参考。

本教材是教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会推荐教材,是西安电子科技大学组织编写的16本电子信息类系列教材中的一本。本教材由西安电子科技大学与西北工业大学联合编写。西安电子科技大学工程学院孙肖子教授提出本教材的整体构架和内容安排,并编写了第一、第三和第七章;西北工业大学电子信息学院谢松云教授编写了第五章;西北工业大学电子信息学院李会方教授编写了第四、第六章;西安电子科技大学微电子学院张进成教授编写了第二章;西安电子科技大学机电工程学院谢楷副教授编写了第八章;孙肖子负责全书的修改、补充和统稿。

西安交通大学邓建国教授审阅了全部书稿,提出许多宝贵的改进意见和建议。高等教育出版社的编辑老师们为本书的出版付出了许多智慧和辛苦。对于所有帮助我们的同志表示深深的感谢。

由于时间和水平所限,书中必然存在许多不足之处,望尊敬的老师、同学和广大读者批评指正,并请与编者联系:xzsun@xidian.edu.cn。

编者

2012年8月于西安

郑重声明

高等教育出版社依法对本书享有专有出版权。任何未经许可的复制、销售行为均违反《中华人民共和国著作权法》，其为人将承担相应的民事责任和行政责任；构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。为了维护市场秩序，保护读者的合法权益，避免读者误用盗版书造成不良后果，我社将配合行政执法部门和司法机关对违法犯罪的单位和个人进行严厉打击。社会各界人士如发现上述侵权行为，希望及时举报，本社将奖励举报有功人员。

反盗版举报电话 (010) 58581897 58582371 58581879

反盗版举报传真 (010) 82086060

反盗版举报邮箱 dd@hep.com.cn

通信地址 北京市西城区德外大街4号 高等教育出版社法务部

邮政编码 100120



北航

C1636317

目 录

第一章 绪论	1	2.4.2 晶体管的伏安特性	35
1.1 电子器件与电子电路发展史概要	1	2.4.3 直流偏置下晶体管的工作状态 分析	37
1.1.1 电子管的发明	1	2.5 场效应管	38
1.1.2 晶体管的发明	2	2.5.1 结型场效应管	38
1.1.3 集成电路的发明	2	2.5.2 绝缘栅场效应管	41
1.2 模拟电路的特点及主要应用领域	3	2.5.3 各种场效应管的比较以及场效应 管与晶体管的对比	46
1.2.1 模拟信号与模拟电路的特点	3	2.5.4 直流偏置下场效应管的工作状态 分析	47
1.2.2 模拟电路的主要内容及应用领域	4	2.6 晶体管和场效应管的低频交流 小信号简化模型	47
1.3 本书的教学路线图(MAP—— 地图)	5	2.6.1 晶体管的低频交流小信号模型	48
1.4 有关模拟电路学习方法的建议	8	2.6.2 场效应管的低频交流小信号模型	50
第二章 常用半导体器件原理	9	本章小结	51
2.1 半导体物理基础	9	习题	51
2.1.1 半导体与绝缘体、导体的区别	9	第三章 双极型晶体管和场效应管放 大器基础	56
2.1.2 半导体材料的种类	11	3.1 放大器的基本概念	56
2.1.3 本征半导体	11	3.1.1 4种放大器及4种放大倍数定义	56
2.1.4 N型半导体和P型半导体	13	3.1.2 放大器模型及放大器主要指标	57
2.1.5 漂移电流和扩散电流	15	3.2 三种组态的放大电路	61
2.2 PN结	15	3.3 共发射极放大器分析	63
2.2.1 PN结的形成	15	3.3.1 阻容耦合共发射极放大器电路 结构	63
2.2.2 PN结的单向导电性	16	3.3.2 直流工作状态分析与计算	63
2.2.3 PN结的击穿特性	18	3.3.3 共射放大器的交流分析及主要 指标估算	66
2.2.4 PN结的电容特性	18	3.4 共集电极放大器	72
2.3 晶体二极管	20	3.4.1 直流工作状态分析	72
2.3.1 二极管的伏安特性	20	3.4.2 交流指标计算	73
2.3.2 温度对二极管伏安特性的影响	22	3.5 共基极放大器	74
2.3.3 二极管的近似伏安特性和简化 电路模型	23	3.5.1 直流工作状态分析	74
2.3.4 稳压二极管	24		
2.3.5 其他二极管	26		
2.3.6 二极管应用电路举例	28		
2.4 双极型晶体管	31		
2.4.1 晶体管的工作原理	32		

3.5.2 交流指标计算	75	4.3.5 MOS 差分放大器	139
3.6 三种组态放大器比较	75	4.3.6 差分放大电路的传输特性及 应用	140
3.7 关于非线性失真与输出动态范 围的讨论	77	4.4 集成运算放大器的输出电路	144
3.7.1 直流负载线与交流负载线	77	4.5 集成运算放大器内部电路举例	145
3.7.2 非线性失真与动态范围	78	4.5.1 BJT 通用运算放大器 F007	145
3.8 场效应管放大器	80	4.5.2 C14573 集成运算放大电路	147
3.8.1 偏置电路	80	4.6 集成运算放大器的主要技术 参数	148
3.8.2 共源放大器	81	本章小结	151
3.8.3 共漏放大器和共栅放大器	83	习题	151
3.9 放大器的级联	85	第五章 集成运算放大器的基本应用	
3.9.1 级间耦合方式及组合原则	85	电路	157
3.9.2 多级放大器的性能指标计算	86	5.1 集成运算放大器的符号、模型、 电压传输特性	157
3.10 放大器的频率响应	90	5.1.1 集成运算放大器的符号、模型 及理想运算放大器条件	157
3.10.1 频率特性与频率失真概念	90	5.1.2 集成运算放大器的电压传输 特性	158
3.10.2 低频区频率响应	92	5.2 反相比例放大器与同相比例 放大器	159
3.10.3 负载电容 C_L 对高频区频率响 应的影响	94	5.2.1 反相比例放大器	159
3.10.4 晶体管的高频小信号模型及高 频参数	96	5.2.2 同相比例放大器	162
3.10.5 共射放大器的高频响应	97	5.2.3 两种放大器比较	164
3.10.6 共集放大器及共基放大器的高 频响应	100	5.3 加法器	166
3.10.7 场效应管放大器的高频响应	102	5.3.1 反相加法器	166
3.10.8 多级放大器的频率响应	104	5.3.2 同相加法器	167
本章小结	105	5.4 基本减法器及仪用放大器	168
习题	106	5.4.1 基本减法器电路	168
第四章 集成运算放大器内部电路		5.4.2 精密相减器电路——仪用放 法器	169
设计	117	5.5 积分器和微分器	170
4.1 集成运算放大器电路概述	117	5.5.1 积分器	170
4.2 集成运放电路中的电流源电路	119	5.5.2 微分器	172
4.2.1 双极型晶体管组成的电流源	119	5.6 电压-电流($U-I$)变换器和电 流-电压($I-U$)变换器	173
4.2.2 场效应管组成的电流源	124	5.6.1 $U-I$ 变换器	173
4.2.3 电流源的主要应用——有源 负载	125	5.6.2 $I-U$ 变换器	174
4.3 差分放大电路	127	5.7 对数、反对数放大器及乘除器	178
4.3.1 零点漂移现象	127	5.7.1 对数运算器	178
4.3.2 一般差分放大电路的特性分析	127		
4.3.3 带恒流源的差分放大电路	135		
4.3.4 有源负载的差分放大电路	136		

5.7.2 反对数(指数)运算器	179	6.4 多功能有源 RC 滤波器(状态 变量滤波器)的工作原理与工 程设计	230
5.7.3 乘法器和除法器	179	6.4.1 多功能有源 RC 滤波器(状态 变量滤波器)的工作原理	230
5.8 精密整流、检波(峰值检波、 相敏检波)及取样保持电路	180	6.4.2 集成多功能有源 RC 滤波器 UFA42	232
5.8.1 精密整流(限幅)电路	180	6.5 一阶全通滤波器(移相器)的 原理与工程设计方法	236
5.8.2 峰值检波电路	182	6.6 开关电容滤波器基本原理	237
5.8.3 相敏检波电路	182	6.6.1 基本开关电容单元及等效电路	238
5.8.4 取样保持电路	183	6.6.2 开关电容积分器	239
5.9 特殊用途的集成运算放大器	184	本章小结	240
5.9.1 高速电流反馈型集成运算放 大器	184	习题	241
5.9.2 集成仪表放大器	189	第七章 反馈与振荡	247
5.9.3 增益可控集成运算放大器	190	7.1 反馈基本方程及其含义	247
5.10 运放开环应用及电压比较器	193	7.1.1 反馈基本方程	247
5.10.1 运放开环应用——电压比较器	193	7.1.2 深度负反馈的启示	249
5.10.2 单片集成专用电压比较器	194	7.2 正确判断放大器的反馈类型	249
5.11 实际集成运算放大器选型 指南及应用注意事项	196	7.2.1 有、无反馈的判断	249
5.11.1 正确选用集成运算放大器	196	7.2.2 直流反馈与交流反馈的判断	250
5.11.2 集成运放应用中的注意事项	197	7.2.3 正反馈与负反馈的判断	250
本章小结	201	7.2.4 电压反馈与电流反馈的判断	251
习题	202	7.2.5 串联反馈与并联反馈的判断	251
第六章 基于集成运算放大器的有源 RC 滤波器分析与设计	209	7.3 负反馈对放大器性能的影响	253
6.1 滤波器的概念	209	7.3.1 负反馈使放大倍数稳定度提高	253
6.1.1 滤波器的特性	209	7.3.2 负反馈使放大器通频带展宽、 线性失真减小	254
6.1.2 理想滤波器的逼近方法	211	7.3.3 负反馈使非线性失真减小、线 性动态范围展宽	255
6.1.3 二阶滤波器的传递函数	213	7.3.4 负反馈可以减小放大器内部产 生的噪声与干扰的影响	256
6.2 一阶有源 RC 滤波器的电路 实现	215	7.3.5 负反馈对放大器输出电阻的 影响	256
6.2.1 无源滤波电路	215	7.3.6 负反馈对放大器输入电阻的 影响	257
6.2.2 一阶有源低通滤波器	216	7.4 负反馈放大电路分析及闭环 电压增益估算	258
6.3 二阶有源 RC 滤波器的电路实现 及工程设计	218	7.5 正确应用与引入反馈	261
6.3.1 二阶压控电压源型(Shallen-key) 滤波器的电路实现及工程设计	218	7.5.1 应用和引入反馈的一般原则	261
6.3.2 二阶无限增益多路反馈(MFB)滤 波器的电路实现及工程设计	224		
6.3.3 二阶带阻滤波器的电路实现及 工程设计	227		

7.5.2 应用和引入反馈的举例	262	8.2.5 集成线性稳压器	304
7.6 负反馈放大器的稳定性讨论	264	8.3 开关稳压电源电路	306
7.6.1 负反馈放大器稳定工作的条件	264	8.3.1 功率开关电路	306
7.6.2 利用开环增益的波特图来判别 放大器的稳定性	265	8.3.2 脉宽调制	308
7.6.3 常用的消振方法——相位补 偿法	266	8.3.3 开关电源的原理和基本组成	308
7.7 正反馈应用之一——迟滞 比较器与弛张振荡器	271	*8.3.4 开关变换器的基本拓扑结构	309
7.7.1 迟滞比较器	271	*8.3.5 PWM 发生器与反馈控制模式	310
7.7.2 弛张振荡器	276	*8.3.6 集成开关稳压器及开关电源 电路分析	312
7.8 正反馈应用之二——正弦振 荡器	279	8.3.7 各类稳压电路的性能对比	315
7.8.1 RC 文氏桥正弦振荡器	279	8.4 低频功率放大电路	316
7.8.2 LC 正弦振荡器	281	8.4.1 低频功率放大电路的组成与 原理	316
7.8.3 晶体振荡器	283	8.4.2 功率级电路及其工作状态分类	316
本章小结	285	8.4.3 功率放大器的评价指标	323
习题	286	*8.4.4 功率放大电路的扩展	324
第八章 功率电路及电源管理	296	*8.4.5 集成音频功率放大器	325
8.1 常用功率电子器件及特性	296	8.5 D 类(开关)功率放大电路	327
8.2 整流及线性稳压电源	298	8.5.1 D 类功率放大器的基本原理	327
8.2.1 整流及滤波电路	298	*8.5.2 集成 D 类功率放大器及应用 举例	328
8.2.2 线性稳压电源的基本结构和 指标	300	本章小结	329
8.2.3 线性稳压电源原理与分析	301	习题	330
8.2.4 低压差稳压电路(LDO)	303	参考文献	335
		附录 专用名词汉英对照	337
		部分习题答案	342

第一章 绪 论

本章主要介绍电子器件与电子电路的发展简史、模拟电子电路特点及其主要应用领域,了解本书内容的基本脉络,介绍一个贯穿全书的重要概念——“反馈”,以及关于模拟电子电路学习方法的若干建议。

1.1 电子器件与电子电路发展史概要

了解电子技术领域的发展概况,追寻科技发明的足迹,可以激发我们的想象力、创造性和好奇心。这里仅介绍与本课程紧密相关的三个事件,即电子管、晶体管和集成电路的发明。

1.1.1 电子管的发明

很长时间,科学家与工程师们一直在寻找能实现电信号放大、产生、变换、控制与处理的新理论、新材料和新器件。

受“爱迪生效应”启发,1904年英国物理学家和电气工程师弗莱明发明了电子管,并获得了发明专利权。人类第一只电子管的诞生,使人类找到了一种实现电信号放大、产生、变换、控制与处理的核心器件,开辟了通信、雷达、仪器仪表等电子技术飞速发展的道路,标志着世界迈进了“电子时代”。

电子管又名真空管,其工作原理是在抽成真空的玻璃管内放置一个灯丝和若干个金属电极(如图1.1.1所示),当灯丝通电加热后,使金属内电子获得足够能量而发射出来,并在金属电极电压的作用下形成可控制的电子电流,从而达到信号的放大、产生、控制、处理和加工之目的。在一定的历史阶段,电子管的应用大大推动了人类科学技术的发展。然而,电子管存在许多难以克

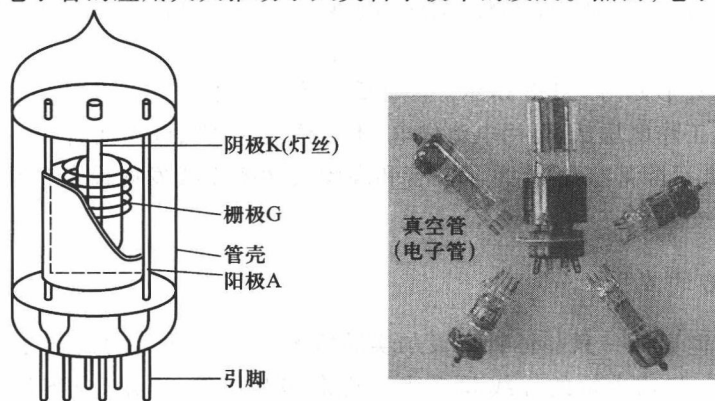


图 1.1.1 电子管结构示意图和实物照片

服的缺点:体积大、功耗大、发热严重、寿命短、电源利用率低、结构脆弱、可靠性差、需要高电压电源等。世界上第一台计算机用了1.8万只电子管,占地 170 m^2 ,重 $30\,000\text{ kg}$,耗电 150 kW 。电子管的这些问题,促使人们继续探索和寻找新理论、新材料和新器件。

1.1.2 晶体管的发明

20世纪中期,人们对电子器件研究的兴趣由真空环境转向物体内部。当时的美国贝尔实验室总裁默文凯利从20世纪30年代起就致力于寻找采用新材料、新原理工作的电子放大器件,第二次世界大战后他果断地决定加强半导体的基础研究,以开拓电子技术的新领域。由贝尔实验室理论物理学家威廉·肖克利(1910—1989年)、理论物理学家约翰·巴丁(1908—1991年)和实验物理学家沃尔特·布拉顿(1902—1987年)三人组成的研究小组于1947年12月发明了具有放大作用的点触式晶体管,1950年又宣布成功研制了基于PN结的结型晶体管,这是20世纪中期最伟大的发明,它标志着“固体电子技术时代”的到来。基于此项发明,肖克利、巴丁、布拉顿三人获得了1956年诺贝尔物理学奖。图1.1.2给出晶体管的发明者与点触式晶体管实验装置照片。

1947
Transistor



图 1.1.2 晶体管的发明者与点触式晶体管实验装置

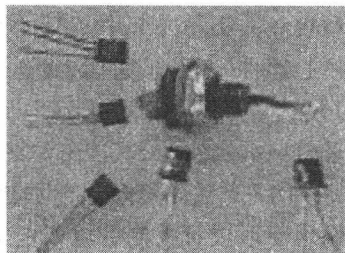


图 1.1.3 部分晶体管外形

一些晶体管的外形如图1.1.3所示。晶体管的寿命比电子管长几百倍乃至几千倍,并且它的体积小、耗能小、工作电压低、可用电池供电、不需预热、抗震、可靠性高。晶体管的出现和广泛应用改变了世界,此后除某些显像管、示波管和高频大功率无线发射设备仍部分延用电子管外,电子管已退出了历史舞台。

1.1.3 集成电路的发明

1947年12月世界第一只晶体管在贝尔实验室诞生,大大推动了电子技术的发展,但是对于复杂的电子设备,仍需大量的导线和焊接点将众多晶体管、电阻、电容连接起来,导致设备还是过于庞大和沉重,人们继续探索电子设备微型化之路。1952年英国皇家雷达研究所提出“集成电路”的概念,1958年9月12日美国德州仪器公司年轻工程师杰克·基尔比(Jack

S. Kilby, 34 岁)发明了世界第一片集成电路——相移振荡器,成功地实现了把电子器件(电阻、电容、晶体管)集成在一块半导体材料上的构想,而获得了集成电路发明专利。集成电路的发明,不仅推动了现代科学技术和工业实现里程碑式的发展,而且改变了人们生活的世界,从此人类迈进了“现代微电子时代”。基尔比因发明集成电路而获得 2000 年的诺贝尔物理学奖。

关于集成电路的发展和应用,我们还需记得另一个名字——罗伯特·诺伊斯(Robert Noyce)。1959 年 7 月,仙童(Fairchild)公司的诺伊斯研究出一种二氧化硅的扩散技术和 PN 结的隔离技术,创造性地在氧化膜上制作出铝条连线,使元件和导线合成一体,并获得了集成电路内部连接技术专利权。从而为半导体集成电路的平面制作工艺和集成电路的工业大批量生产奠定了坚实的基础。1968 年诺伊斯离开了仙童(Fairchild)公司,与戈登·摩尔、安迪·格罗夫共同创建了英特尔(Intel)公司。

部分集成电路外形如图 1.1.4 所示。电子管发明到晶体管发明相距 43 年,而晶体管发明到集成电路发明仅相隔 10 年。这些伟大的发明改变了世界,也改变了人们的生活。如今集成电路正在朝着超微精细加工、超高速、超高集成度、片上系统 SoC (System on Chip) 方向迅速发展, MEMS 技术(硅片上的机电一体化)和生物信息技术将成为下一代半导体主流技术新的增长点,而人类探求新的科学技术的脚步将永远继续下去。

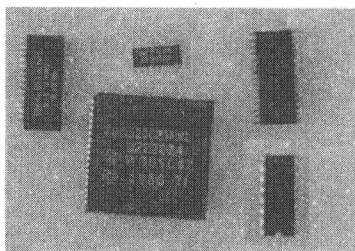


图 1.1.4 部分集成电路外形

1.2 模拟电路的特点及主要应用领域

1.2.1 模拟信号与模拟电路的特点

所谓模拟信号,是指在时间和数值(幅度)上都是连续变化的信号,如图 1.2.1 所示。另一种被称为“采样数据信号”,在时间上是离散的,而幅度却仍为连续变化(不量化)的,如图 1.2.2 (a)、(b) 所示,图中 T_s 为采样周期, $x(nT_s)$ 为对应时间 $t = nT_s$ 时的函数 $x(t)$ 的样品值。采样数据信号由于幅度连续变化(不量化),因此通常也将其归于模拟信号一类中。

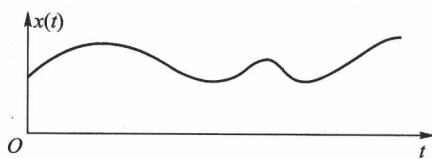


图 1.2.1 模拟信号——时间、幅度均为连续变化的信号

数字信号则不仅时间离散而且幅度也为离散量,即幅度“量化”的信号,通常将某一时刻的信号 $x(nT_s)$ 量化为用 0、1(二进制)表示的序列码信号,如图 1.2.3 所示。

当今数字信号处理和数字集成电路发展迅速,但不可能取代模拟电路技术。因为自然界存在的信号大多是模拟信号,如麦克风接收到的语音信号、地震仪接收到的地震波信号、传感器转换的许多非电物理量(温度、压力、位移……)信号、生物电信号等。这些信号往往比较微弱,而且受干扰和噪声污染,需经放大、滤波等信号预处理后,方可进入数字化阶段。即使在数字通信、

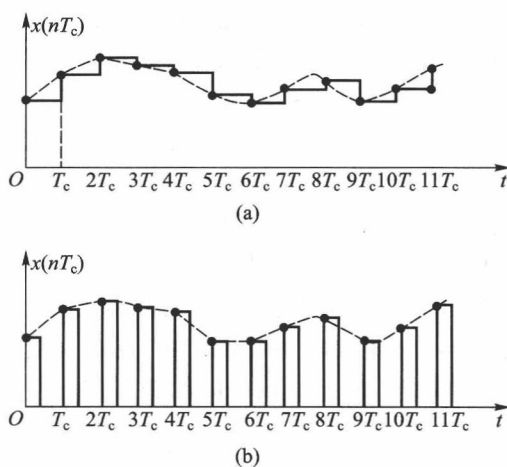


图 1.2.2 采样数据信号(时间离散、幅度连续变化的信号)

(a) 采样保持数据信号 (b) 样本数据信号(非保持)

$x(0)$	01101100	<u>0</u> <u>11</u> <u>0</u> <u>11</u> <u>00</u>
$x(T_c)$	10110011	<u>1</u> <u>0</u> <u>11</u> <u>00</u> <u>11</u>
$x(2T_c)$	11011001	<u>11</u> <u>0</u> <u>11</u> <u>00</u> <u>1</u>
$x(3T_c)$	10101011	<u>1</u> <u>0</u> <u>1</u> <u>0</u> <u>1</u> <u>0</u> <u>11</u>

图 1.2.3 数字信号——时间离散、幅度也离散(量化)的信号

光通信、无线收发器甚至是微处理器和存储器等设备中都不可避免地涉及模拟电路技术,特别是高速数字电路设计实质上就是模拟电路设计。

模拟电路设计要在速度、功耗、增益、精度、电源等多种因素间进行折中,模拟电路对串扰、噪声等远比数字电路敏感,电阻、电容数值和器件的二级效应对模拟电路的影响远比数字电路严重。高性能的模拟电路设计很少能依靠计算机自动完成,在一定程度上仍依赖于设计者的经验和直觉。正如毕查德·拉扎维(Behzad Razavi)教授(美)所说的那样:“好的模拟电路设计需要直觉、严密与创新,作为模拟电路设计者,必须以工程师的眼光快速而直觉地理解一个大的电路,以数学家的智慧量化那些在电路中难以捉摸而又重要的效应,以艺术家的灵感发明新的电路结构。”

1.2.2 模拟电路的主要内容及应用领域

凡是能够处理、加工模拟信号的电路统称为模拟电路,模拟电路内容十分丰富,主要包括元器件(双极型晶体管、场效应管、运算放大器、乘法器……);放大器(小信号放大器、选频放大器、功率放大器……);滤波器(RC 有源滤波器:低通、高通、带通、带阻、全通,开关电容滤波器……);振荡器(弛张振荡器、正弦振荡器……);电源及电源管理(线性稳压电源、开关稳压电源、DC-DC\低功耗技术……);调制与解调等,如图1.2.4所示。在本课程中,将介绍调制解调

以前的所有内容。

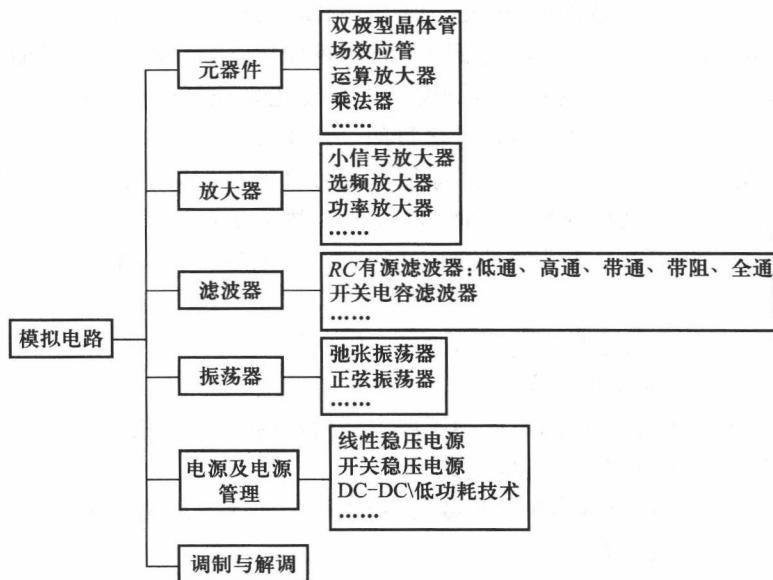


图 1.2.4 模拟电路的主要内容

1.3 本书的教学路线图(MAP——地图)

1. 为什么需要放大器

本书的重点是放大器,为什么需要放大器?因为众多的模拟信号都十分微弱,例如生物电信号(心电、脑电、肌电等仅为微伏~毫伏量级),许多传感器(压力传感器、温度传感器等)转换得到的电信号也为毫伏量级,天线接收到的无线电信号一般为 -90 dBm 左右,这样小的信号折合在 $50\ \Omega$ 电阻上产生的电压约为几微伏,而通常数字化或进一步加工处理的信号强度为几百毫伏甚至是“伏”量级,所以要将信号放大几十、几百、几千或几万倍。放大器就是将信号按比例不失真地放大的电子电路。图 1.3.1 和图 1.3.2 分别表示放大器框图及线性放大特性,图中 X_i 为放大器的输入信号, X_o 为放大器的输出信号, A 为输出信号与输入信号的比例系数,称为放大器的“放大倍数”或“增益”,即

$$X_o = AX_i \quad (1.3.1)$$

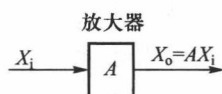


图 1.3.1 放大器示意框图

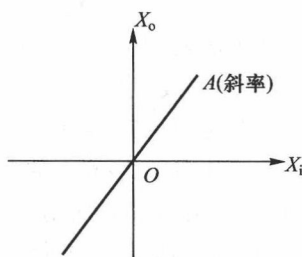


图 1.3.2 线性放大器特性示意图

2. 寻找受控源——放大器件

要实现信号放大,首先要寻找有“放大”功能的元器件,目前发现最常用的是由半导体材料制成的双极型晶体管和场效应管。我们知道,能量不可能凭空被“放大”,而只能被“转换”,晶体管和场效应管实质上是一种“受控源”,以微弱的电压变化来控制器件电流的变化,将直流电源的能量转化为信号能量,从而达到信号放大之目的。晶体管的控制电压和器件电流关系服从指数特性,场效应管的控制电压和器件电流关系服从平方率特性,都是具有非线性特性的器件,在输入信号比较小的情况下,其控制特性近似为“线性”,故可实现线性放大。晶体管和场效应管不仅具有线性放大功能,而且具有非线性变换功能(整流、限幅、检波、振荡、调制、解调等),以及开关(通、断)功能等。

3. 构建合理有效的放大电路,设置合适的“工作点”

(1) 了解放大器主要指标的含义

衡量放大器性能优劣有多项指标,必须了解主要指标的含义,才能正确分析与设计放大器。

(2) 构建晶体管和场效应管的外围电路

根据输入待放大信号源及输出驱动负载的不同情况,选择与之相匹配的电路结构和电路组态,以保证信号畅通和有效放大。

(3) 设置合适的“工作点”

晶体管和场效应管都是具有非线性特性的器件,但在某一特定的、小的工作区内可以将其特性视为“线性化”,以实现线性放大功能。所以要设计“偏置电路”,让晶体管和场效应管工作在一个适合线性放大的“工作点”。

4. 利用“小信号模型”来简化放大器的分析和计算

在小信号工作条件下,在工作点附近,晶体管和场效应管特性近似为“线性”,控制电压与管子电流关系可用“小信号模型”来等效,该模型包括若干个线性元件和一个受控源,用“小信号模型”可大大简化放大器的分析和计算。当电路十分复杂,且要求分析计算的精度又很高,可借助计算机分析工具(如 PSPICE、HSPICE 等),由于分析计算的精度很大程度取决于器件模型的准确度,故计算机分析工具中,器件模型参数可达几十个。而在一般的工程估算中,为简单起见,晶体管和场效应管的模型参数只有几个。

5. 引进“负反馈”来稳定和改善放大器性能

实际放大器的性能是不稳定的,其增益容易受温度、电源电压、器件老化等外界因素影响而产生波动,如图 1.3.1 所示,若温度变化,增益 A 随之变化,那么输出也会随之变化,即

$$X'_o = (A + \Delta A) X_i = AX_i + \Delta AX_i \quad (1.3.2)$$

这种变化不来自于输入,而是由外界因素变化导致的,在高增益系统中不稳定因素影响尤为严重。不仅如此,器件的非线性特性,内部存在的电容和内部噪声等都会影响放大器性能,要降低这些因素对放大器性能的不良影响,一个行之有效的方法是在放大器中引入“负反馈”。

在图 1.3.1 所示的基本放大器 A 的基础上加入反馈网络,构成“闭环”,如图 1.3.3 所示。图中,反馈网络 F 将输出信号 X_o 的部分或全部返回到放大器的输入端,形成反馈信号 X_f ,并与输入信号 X_i 相减,使真正加到基本放大器输入端的净输入电压 X'_i 减小,即

$$X'_i = X_i - X_f < X_i \quad (1.3.3)$$

此种反馈称为“负反馈”。

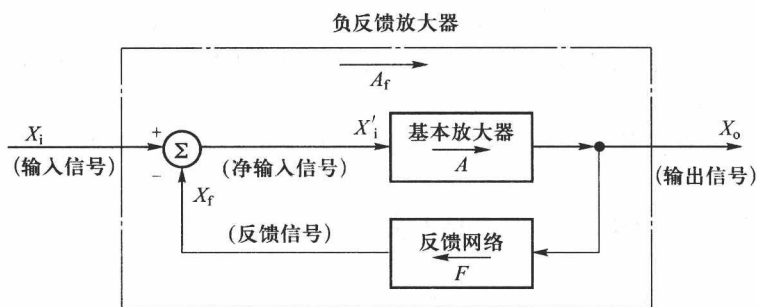
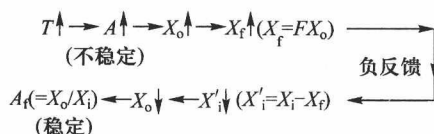


图 1.3.3 负反馈放大器框图

“负反馈”具有“自动调节作用”，例如环境温度升高，导致放大器增益 A 增大，从而使输出信号增大，而负反馈的自动调节作用可以使输出信号稳定。其过程如图 1.3.4 所示。

假设 X_i 不变，温度 T 升高，有

图 1.3.4 负反馈的自动调节作用稳定 A_f 的示意图

可见，外界因素使基本放大器 A 不稳定，负反馈使反馈放大器 A_f 趋于稳定。

在负反馈条件下，可导出反馈放大器增益 A_f 与原放大器增益 A 的关系式为

$$A_f = \frac{A}{1 + AF} \quad (1.3.4)$$

该式称为负反馈方程，可见，负反馈使放大器增益减小。

在式(1.3.4)中，其分母 $1 + AF$ 称为“反馈深度”，当满足

$$1 + AF \gg 1, \text{ 即 } AF \gg 1 \quad (1.3.5)$$

则有

$$A_f = \frac{A}{1 + AF} \approx \frac{1}{F} \quad (1.3.6)$$

称式 $1 + AF \gg 1$ 为深度负反馈条件，可见，在深度负反馈条件下，反馈放大器放大倍数 A_f 与基本放大器放大倍数 A 几乎没有关系，而完全决定于反馈网络 F 。这是一个十分重要的结论，它告诉我们：只要将基本放大器放大倍数 A 做得很大，使之满足深度负反馈条件，且反馈网络 F 稳定（这很容易做到），那么反馈放大器一定是稳定的，基本放大器任何由外界因素引起不稳定的影响都能得到减小。

反馈概念是贯穿全书的基本概念之一，它会帮助我们理解许多问题。

6. 集成运算放大器应用是重点

集成运算放大器是高增益放大器，其放大倍数 A 高达 $10^5 \sim 10^7$ ，即 100 dB ~ 140 dB。引入负

反馈后肯定满足深度负反馈条件,故闭环后的放大倍数只取决于反馈网络 F ,将十分稳定。而且利用反馈网络电路的不同结构,可以实现信号的比例放大、相加、相减、积分、微分、滤波,以及对数、反对数、限幅、整流、检波等,向人们展示发挥想象和创新的广阔空间。

7. 以增大功率和提高效率为线索,讲解和学习“功率电路和电源管理”一章。

1.4 有关模拟电路学习方法的建议

模拟电路一方面要为后续有关课程打下牢固基础,另一方面又是一门直面应用的课程,其特点是:概念性、实践性、工程性特别强。因此总结八句话作为模拟电路学习方法的建议,以供读者参考:

注重物理概念,采用工程观点;

重视实验技术,善于总结对比;

理论联系实际,注意应用背景;

寻求内在规律,增强抽象能力。

在学习过程中,要特别重视课程中的基本概念、基本原理和基本分析方法,善于总结对比,找出不同电路的异同点,发现电路的内在规律,很好地梳理思路,融会贯通,举一反三;掌握工程处理方法,在不影响大局的前提下,抓住主要矛盾,尽量简化电路和指标计算;要特别重视实验技术,开展研究型实验方法,注意电路和理论的应用背景、应用条件,提高工程实践能力和创新意识;最后要上升到数学层面上,以增强抽象能力。正如马克思所说:“一门科学只有当它成功地运用数学时,才算到达了真正完善的地步。”

第二章 常用半导体器件原理

当今我们见到的电路的主要形态是集成电路。集成电路是采用一定的工艺,把电路所需的二极管、双极型晶体管(简称晶体管)、场效应晶体管(简称场效应管)、电阻、电容和电感等元器件及布线互连一起,制作在一小块或几小块半导体晶片或介质基片上,然后封装在一个管壳内,成为具有所需功能的微型电路结构。因此,对模拟集成电路的了解必须从半导体器件开始。

本章从半导体器件的结构和工作机理出发,首先简单介绍半导体物理基础知识,包括本征半导体、杂质半导体、PN结;分别讨论二极管的特性和典型应用电路,双极型晶体管和场效应管的结构、工作机理、特性和应用电路,重点是掌握器件的工作原理与特性。

2.1 半导体物理基础

自然界的各种媒质从导电性能上可以大致分为导体、绝缘体和半导体。导体对电信号有良好的导通性,如绝大多数金属、电解液以及电离气体。绝缘体如玻璃和橡胶,它们对电信号起阻断作用,其电阻率介于 $10^8 \sim 10^{20} \Omega \cdot \text{m}$ 。另外,还有一类媒质称为半导体,如硅(Si)、锗(Ge)和砷化镓(GaAs)等,其导电能力介于导体和绝缘体之间,并且会随温度、光照和掺杂等因素发生显著变化,这些特点使它们成为制作半导体元器件的重要材料。

2.1.1 半导体与绝缘体、导体的区别

对于固体中的孤立原子,原子核外的电子按照一定的壳层排列,每个壳层容纳一定数量的电子。图 2.1.1 给出了硅(Si)原子的电子壳层分布图。每个壳层上的电子具有分立的能量值,也就是电子按能级分布。

当大量原子集合在一起组成晶体后,由于原子之间距离很近,以硅为例,原子之间的最短距离为 0.235 nm ,使离原子核较远的壳层发生交叠,壳层交叠使电子不再局限于某个原子上,可以转移到相邻原子的相似壳层上去,这种现象称为电子的公有化,从而使本来处于同一能量状态的电子产生微小的能量差异,与此相对应的能级扩展为能带,如图 2.1.2 所示。允许电子占据的能带称为允许带,允许带之间的范围是不允许电子占据的,称为禁带。电子总是先占满内层的允许带,然后再占据能量更高的外层允许带。

价带与导带:原子最外壳层的电子称为价电子,由价电子能级分裂形成的能带称为价带;价带以上能量最低的允许带称为导带。

满带、空带与半满带:被电子占满的允许带称为满带,每一个能级上都没有电子的能带称为

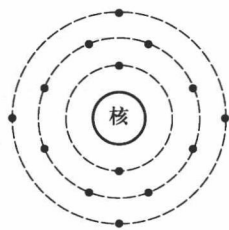


图 2.1.1 硅原子的
电子壳层分布

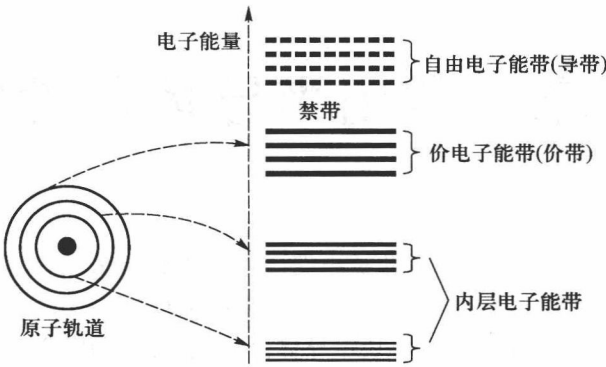


图 2.1.2 原子能级分裂为能带的示意图

空带,介于两者之间的称为半满带。

禁带宽度:导带的底能级表示为 E_c ,价带的顶能级表示为 E_v , E_c 与 E_v 之间的能量间隔称为禁带宽度 E_g ,禁带宽度是半导体材料最重要的参数。

在温度或光照的作用下,价带中有少量电子可能被激发到上面的导带中,使导带底部附近有了少量电子,因而在外电场作用下,这些电子将参与导电;同时,价带中由于少了一些电子,在价带顶部附近出现了一些空的量子状态,在外电场作用下,价带中的电子通过填充这些空的量子状态也能够参与导电作用,等效于把这些空的量子状态看作带正电荷的准粒子的导电作用,常称这些空的量子状态为空穴。

对于不同的材料,禁带宽度不同。绝缘体、半导体和导体的能带示意图如图 2.1.3 所示。

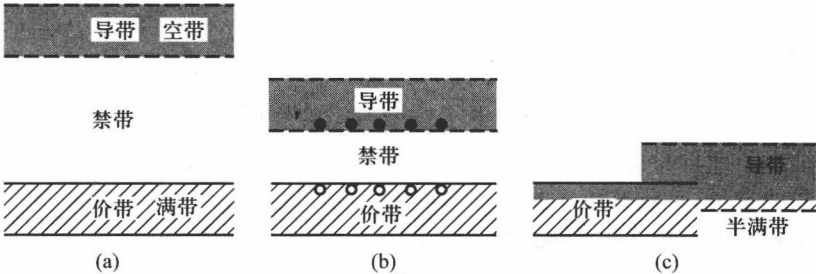


图 2.1.3 绝缘体、半导体和导体的能带示意图
(a) 绝缘体 (b) 半导体 (c) 导体

绝缘体的禁带宽度很大,激发电子需要很大的能量,在通常温度下,能激发到导带去的电子很少,导电性很差。例如,绝缘材料 SiO_2 的禁带宽度 E_g 约为 5.2eV ,导带中电子几乎没有,如图 2.1.3(a) 所示,所以导电性很差,电阻率大于 $10^{12}\Omega\cdot\text{cm}$ 。

半导体的禁带宽度较小,在通常温度下已有少量电子被激发到导带中,具有一定的导电能力,这是绝缘体与半导体的主要区别。如硅的禁带宽度 E_g 为 1.12eV ,导带中有一定数目的电子,如图 2.1.3(b) 所示,电阻率为 $10^{-2}\sim 10^3\Omega\cdot\text{cm}$ 。

金属中,由于导带和价带部分重叠,价带中有大量价电子转移到导带中,使得价带和导带均

成为半满带,这些价电子可以在外电场作用下运动,而且价电子数量巨大,因此,金属是良好的导体,电阻率在 $10^{-6} \sim 10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$ 。

2.1.2 半导体材料的种类

1947 年第一只半导体 (Ge) 双极型晶体管诞生以来,半导体器件走过了六十多年的历史。半导体材料不仅被用在电子器件和集成电路中,而且在发光器件、太阳电池、传感器等元件上得到广泛应用。

目前用到的半导体材料种类已达几十种。从元素周期表看,主要分为三类:① IV 族半导体,主要包括锗 (Ge)、硅 (Si)、金刚石 (C)、锗硅 (GeSi)、碳化硅 (SiC) 等,特别是硅半导体,是构成当今世界集成电路和各种器件的关键材料;② III-V 族化合物半导体,包括砷化物 $\text{Ga}(\text{Al}, \text{In})\text{As}$ 、磷化物 $\text{Ga}(\text{Al}, \text{In})\text{P}$ 以及氮化物 $\text{Ga}(\text{Al}, \text{In})\text{N}$ 等,在光电器件和微波器件中大量使用,如 $\text{InGaIn}/\text{GaIn}$ 材料制作的蓝光、绿光发光二极管 (LED), AlGaInP 材料制作的红光 LED, GaAs 制作的微波器件在当今的手机中普遍采用;③ II-VI 族半导体,主要包括 $\text{Zn}(\text{Mg}, \text{Cd}, \text{Hg})\text{O}$ 、 $\text{Zn}(\text{Mg}, \text{Cd}, \text{Hg})\text{S}$ 等。

硅是当今最重要的半导体材料,在商业应用上最具有影响力。硅也是极为常见的一种元素,硅在宇宙中的储量排在第八位。在地壳中,它是第二丰富的元素,构成地壳总质量的 25.7%,仅次于第一位的氧 (49.4%)。然而它极少以单质的形式在自然界出现,而是以复杂的硅酸盐或二氧化硅的形式,广泛存在于岩石、砂砾、尘土之中。因此今天用到的硅半导体材料几乎都是从二氧化硅中提纯出来的。

由于硅的重要性,在本书中介绍半导体材料与器件时将以硅为主。

2.1.3 本征半导体

图 2.1.4(a) 和 (c) 所示分别为硅和锗的原子结构。作为四价元素,硅和锗的原子最外层轨道上都有四个电子,称为价电子。每个价电子带一个单位的负电荷。因为整个原子呈电中性,而其物理化学性质很大程度上取决于最外层的价电子,所以在研究中硅和锗原子可以用简化模型代表,如图 2.1.4(b) 所示。

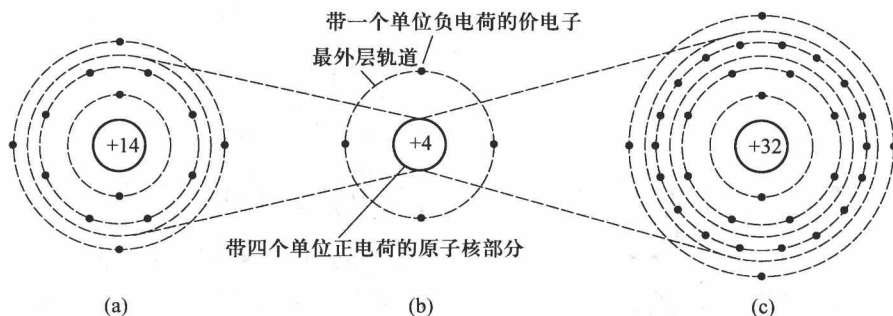


图 2.1.4 硅和锗的原子模型
(a) 硅原子 (b) 简化模型 (c) 锗原子

纯净的单晶半导体称为本征半导体,图 2.1.5 给出了硅原子晶格结构的平面示意图。在晶格结构中,每个原子最外层轨道上的四个价电子可以围绕本原子核运动,也可以围绕邻近原子核运动,从而为相邻原子核所共有,形成共价键。每个原子四周有四个共价键,决定了硅和锗晶体稳定的原子空间晶格结构。通常情况下共价键中的价电子在两个原子核的吸引作用下,不能在晶体中自由移动,是不能导电的束缚电子。

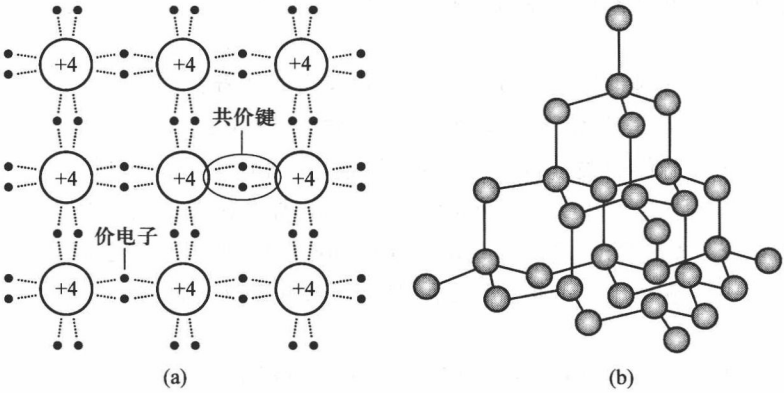


图 2.1.5 本征半导体的晶格结构
(a) 平面示意图 (b) 实际三维晶体结构(金刚石结构)

当吸收外界能量,如受到温度(加热)、光照和电击时,本征半导体中一部分价电子可以获得足够大的能量,挣脱共价键的束缚,游离出去,成为自由电子,并在共价键处留下空位,称为空穴。空穴相当于一个单位的正电荷,如图 2.1.6 所示,这个过程称为本征激发。本征激发产生成对的自由电子和空穴,所以本征半导体中自由电子和空穴的数量相等。

自由电子可以在本征半导体的晶格结构中自由移动,而空穴的正电性可以吸引相邻共价键的束缚电子过来填补,而在相邻位置产生新的空穴,相当于空穴移动到了新的位置,这个过程继续下去,空穴也可以在半导体中自由移动,如图 2.1.7 所示。因此,在本征激发的作用下,本征半导体中出现了带负电的自由电子和带正电的空穴,二者都可以参与导电,统称为载流子。

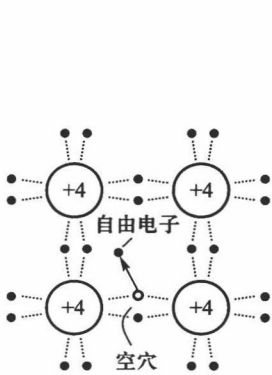


图 2.1.6 本征激发产生成对的自由电子和空穴

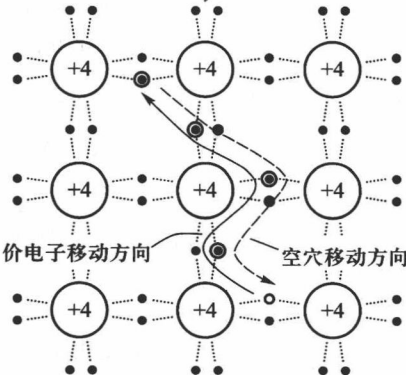


图 2.1.7 价电子反向递补运动相当于空穴移动

本征激发使半导体中的自由电子和空穴浓度增多,因而二者在自由移动过程中相遇的机会也加大。相遇时自由电子填入空穴,并释放出能量,从而消失一对载流子,这个过程称为复合,如图 2.1.8 所示。不难想象,随着本征激发的进行,复合的几率也不断加大,所以本征半导体在某一温度下,本征激发和复合最终会进入平衡状态,载流子的浓度不再变化。分别用 n_i 和 p_i 表示自由电子和空穴的浓度(cm^{-3}),理论上

$$n_i = p_i = A_0 T^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_{G0}}{2kT}} \quad (2.1.1)$$

式中, T 为热力学温度(K), $E_{G0} = 0$ K 时的禁带宽度(硅为 1.21eV, 锗为 0.78eV), $k = 8.63 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$, 为玻尔兹曼常数, A_0 是与半导体材料有关的常数(硅材料为 $3.87 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-3/2}$, 锗材料为 $1.76 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-3/2}$)。

式(2.1.1)表明载流子浓度与温度近似为指数关系,所以本征半导体的导电能力对温度变化很敏感。在室温 27℃, 即 $T = 300\text{K}$ 时,可以计算出本征半导体硅中的载流子浓度为 $1.43 \times 10^{10} / \text{cm}^{-3}$, 而硅原子的密度为 $5 \times 10^{22} / \text{cm}^{-3}$, 所以本征激发产生的自由电子和空穴的数量相对很少,这说明本征半导体的导电能力很弱。

2.1.4 N 型半导体和 P 型半导体

半导体之所以能广泛应用在今日的电子世界中,凭借的就是其能通过在晶格中掺入杂质改变其电特性,这个过程称之为掺杂(doping)。掺杂进入本征半导体的杂质浓度与极性皆会对半导体的导电特性产生很大的影响。而掺杂过的半导体则称为杂质半导体。根据掺杂元素的不同,杂质半导体分为 N 型半导体和 P 型半导体。下面以硅半导体为例,介绍 N 型半导体和 P 型半导体。

1. N 型半导体

N 型半导体是在本征半导体中掺入了五价元素的原子,如磷、砷、锑等。如图 2.1.9 所示,当杂质原子占据硅晶格位置时,这些杂质原子的最外层轨道上有五个电子,其中四个电子与周围的硅原子构成共价键,剩下一个电子便成为键外电子。

键外电子只受到杂质原子的微弱束缚,只要很小的能量激发,如室温下的热能,就能完全游离出去,成为自由电子。这样 N 型半导体中每掺杂一个杂质原子,就给半导体提供一个自由电子,从而大大增加了自由电子的浓度。

提供自由电子的杂质原子称为施主原子,在失去一个电子后成为施主正离子。正离子是带电的原子核,不能移动,无法参与导电。

杂质半导体中仍然存在本征激发,产生少量的自由电子和空穴。由于掺杂产生了大量的自由电子,大大增加了空穴被复合的机会,因此 N 型半

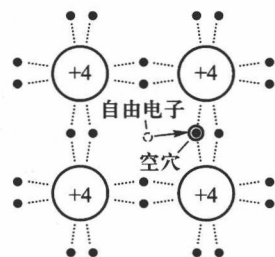


图 2.1.8 复合消失一对自由电子和空穴

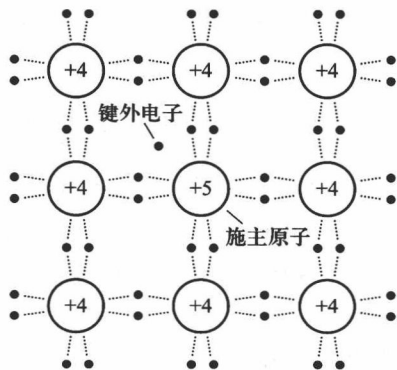


图 2.1.9 N 型半导体空间晶格结构的平面示意图

导体中空穴的浓度比本征半导体中要低得多。所以,在 N 型半导体中,自由电子浓度远远大于空穴浓度。由于自由电子占多数,故称它为多数载流子,简称多子;而空穴占少数,故称它为少数载流子,简称少子。

N 型半导体中,虽然自由电子占多数,但是考虑到施主正离子的存在,使正、负电荷保持平衡,所以半导体仍然呈现电中性。

虽然只进行了少量掺杂,但是 N 型半导体中因掺杂产生的自由电子的数量远远大于本征激发产生的自由电子的数量,因此 N 型半导体中的自由电子浓度 n_n 近似等于施主原子的掺杂浓度 N_D ,即

$$n_n \approx N_D \quad (2.1.2)$$

所以可以通过人工控制掺杂浓度来严格控制 n_n 。因为热平衡时,杂质半导体中多子浓度和少子浓度的乘积恒等于本征半导体中载流子浓度 n_i 的平方,所以根据掺杂浓度得到 n_n 后,空穴的浓度 p_n 就可以计算出来,即

$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n} \approx \frac{n_i^2}{N_D} \quad (2.1.3)$$

因为 n_i 容易受到温度的影响而发生显著变化,所以 p_n 也随环境的改变而明显变化。

2. P 型半导体

在本征半导体中掺杂三价元素的原子,如硼、铝、镓等原子,就得到 P 型半导体。如图 2.1.10 所示,由于最外层轨道上只有三个电子,因此掺杂的原子只与周围三个原子构成共价键,剩下一个共价键因为缺少一个价电子而不完整,存在一个空位。在很小的能量激发时,邻近共价键内的电子就能过来填补空位形成完整的共价键,而在原位置留下一个空穴。杂质原子因为接受了一个电子而成为负离子,所以又称为受主原子。室温下,P 型半导体中每掺杂一个杂质原子,就提供一个空穴,从而半导体中空穴的浓度大大增加。此外,本征激发也产生一部分空穴和自由电子,因为自由电子被大量空穴复合的机会增加,所以其浓度远低于本征半导体中的浓度。在 P 型半导体中,空穴是多子,自由电子是少子。P 型半导体呈电中性,虽然其中带正电的空穴很多,但是带负电的受主负离子起到了平衡作用。

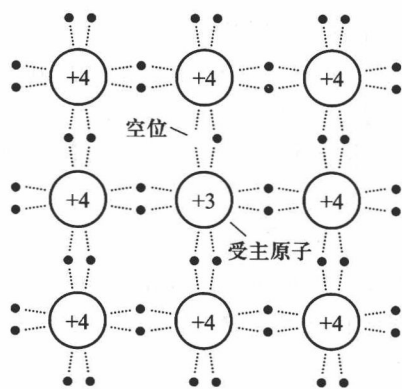


图 2.1.10 P 型半导体空间晶格结构的平面示意图

P 型半导体中空穴的浓度 p_p 近似等于受主原子的掺杂浓度 N_A ,即

$$p_p \approx N_A \quad (2.1.4)$$

而自由电子的浓度 n_p 为

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} \approx \frac{n_i^2}{N_A} \quad (2.1.5)$$

环境温度也明显影响 n_p 的取值。

无论是 N 型掺杂还是 P 型掺杂,都会对半导体的导电特性产生很大的影响。

2.1.5 漂移电流和扩散电流

半导体中载流子的定向运动,就会形成半导体中的电流。其中,自由电子的定向运动形成电子电流 I_n ,因为电子带负电,所以 I_n 的正方向与电子的运动方向相反;空穴的定向运动则形成空穴电流 I_p ,因为空穴带正电,所以 I_p 的正方向就是空穴的运动方向。半导体电流 I 则是这两股电流的叠加,即

$$I = I_n + I_p \quad (2.1.6)$$

载流子的定向运动有两种起因,一个是电场的作用,另一个是载流子浓度分布不均匀,它们引起的半导体电流分别称为漂移电流和扩散电流。

1. 漂移电流

在电场的作用下,自由电子会逆着电场方向漂移,而空穴则顺着电场方向漂移,这样产生的电流称为漂移电流。该电流的大小主要取决于载流子的浓度、迁移率和电场强度。

2. 扩散电流

半导体中载流子浓度分布不均匀时,载流子会从高浓度区向低浓度区扩散,从而形成扩散电流。该电流的大小正比于载流子的浓度差即浓度梯度的大小。

2.2 PN 结

通过掺杂工艺,把本征半导体一半做成 P 型半导体,另一半做成 N 型半导体,则 P 型半导体和 N 型半导体的交界面处会形成一个有特殊物理性质的薄层,称为 PN 结。PN 结是制作半导体器件(包括二极管、晶体管和场效应管)的基本单元。

2.2.1 PN 结的形成

如果把有机结合在一起的 P 型半导体和 N 型半导体视为一个整体,则该半导体中的载流子是不均匀分布的。P 型一侧空穴多,自由电子少,而 N 型一侧则是自由电子多,空穴少。由于载流子浓度差而在两种半导体的交界面处存在多子的扩散运动。P 区的空穴向 N 区扩散,并被自由电子复合,而 N 区的自由电子则向 P 区扩散,并被空穴复合。于是在交界面两侧产生了由等量的受主负离子和施主正离子构成的空间电荷区。空间电荷区中存在从正离子区到负离子区的内建电场,该电场沿其方向积分得到内建电位差 U_B 。内建电场对扩散运动起阻挡作用。这个过程如图 2.2.1 所示,为了简明,图中只画出了多子,包括 P 区的空穴和 N 区的自由电子,以及受主负离子和施主正离子。

空间电荷区的内建电场又会引起少子的漂移运动,包括 P 区的少子——自由电子进入 N 区,以及 N 区中的少子——空穴进入 P 区,结果减少了空间电荷区的范围。

这个过程继续下去,载流子浓度梯度减小,而内建电场增强,于是扩散运动逐渐减弱,而漂移运动渐趋明显。最后,扩散运动和漂移运动处于动态平衡,即单位时间内通过交界面的扩散的载流子和反向漂移过交界面的载流子数相等。此时,空间电荷区中的内建电场以及内建电位差都不再继续变化。由于空间电荷区内部基本上没有载流子,同时其中的电位分布又对载流子的扩散运动起阻挡作用,因此该区域又称为耗尽区或势垒区。耗尽区的宽度和 PN 结的掺杂浓度有

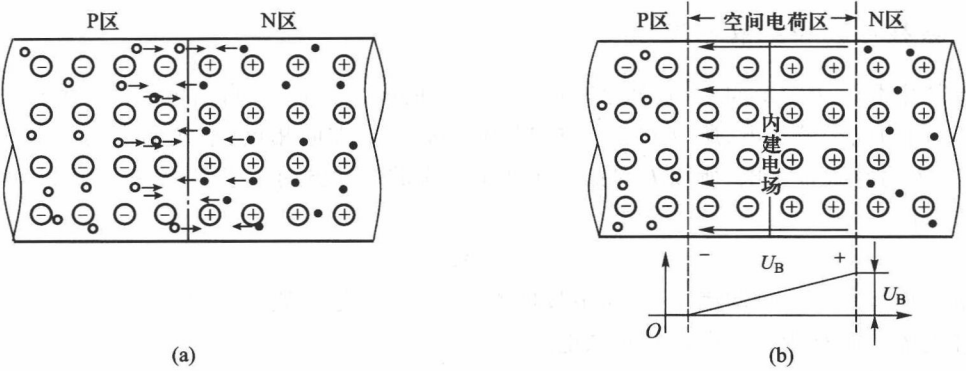


图 2.2.1 PN 结的形成
(a) 多子的扩散 (b) 空间电荷区、内建电场和内建电位差的产生

关,轻掺杂 PN 结空间电荷区较宽,重掺杂 PN 结空间电荷区较窄,而在掺杂浓度不对称的 PN 结中,耗尽区在重掺杂一边延伸较小,而在轻掺杂一边延伸较大。图 2.2.2 显示了 P 区重掺杂的 P^+N 结,以及 N 区重掺杂的 PN^+ 结中耗尽区的范围。

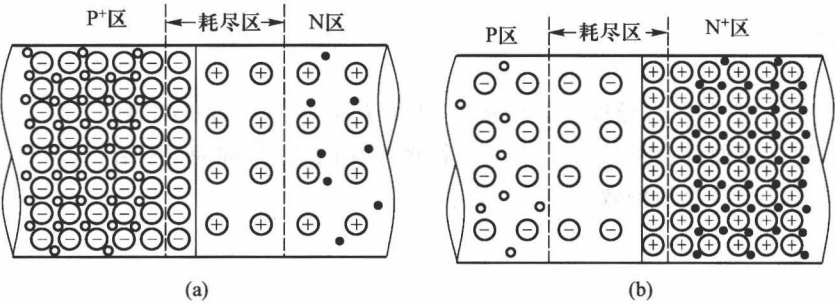


图 2.2.2 掺杂浓度不对称的 PN 结
(a) P^+N 结 (b) PN^+ 结

2.2.2 PN 结的单向导电性

如图 2.2.3 所示,通过外电路给 PN 结加正电压 U ,使 P 区的电位高于 N 区的电位,称为正向偏置,简称正偏。在整个半导体上,因为耗尽区自由载流子极少,电阻很大,明显高于 P 区和 N 区,所以,外加电压大部分加在了耗尽区上,结果使耗尽区两端的电压减少为 $U_B - U$ 。P 区中的少部分电压产生的电场把空穴推进耗尽区,N 区中的少部分电压产生的电场也把自由电子推进耗尽区,结果耗尽区变窄。变窄的耗尽区导致载流子浓度梯度变大,同时内部电场减小,所以多子扩散运动加强,而少子的漂移运动则显著减弱,结果扩散运动和漂移运动不再平衡,扩散电流远大于漂移电流,在电路中形成正向电流,正向电流的主要成分就是多子扩散电流,由于多子数量极多,因此 PN 结正向电流很大。

将外加电压源反方向接入,则可以使 P 区的电位低于 N 区的电位,称为反向偏置,简称反

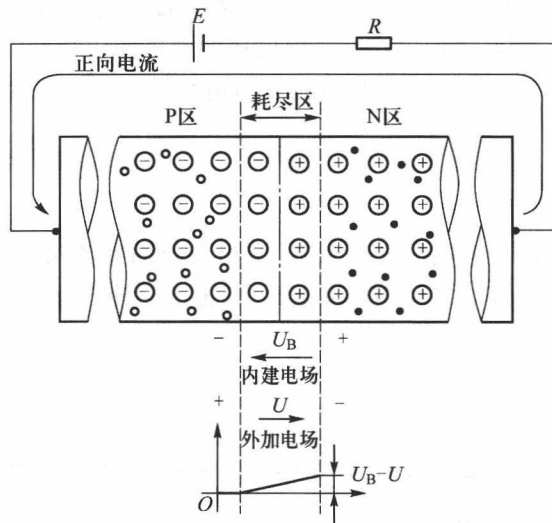


图 2.2.3 正向偏置的 PN 结

偏。同样,反向电压大部分加在了耗尽区上,结果耗尽区两端的电压变为 $U_B + U$ 。P 区中电场把空穴推离耗尽区,露出了受主负离子,加入耗尽区,而 N 区中电场则把自由电子推离耗尽区,露出了失主正离子,也加入耗尽区,结果耗尽区变宽。变宽的耗尽区导致载流子浓度梯度减小,同时又因为内部电场增加,所以多子扩散运动进一步减弱,而少子的漂移运动则增强,因而扩散电流小于漂移电流,漂移电流多出来的部分流过半导体,在电路中形成反向电流,如图 2.2.4 所示。反向电流的主要成分是少子漂移电流,由于少子数量极少,因此反向电流很小。

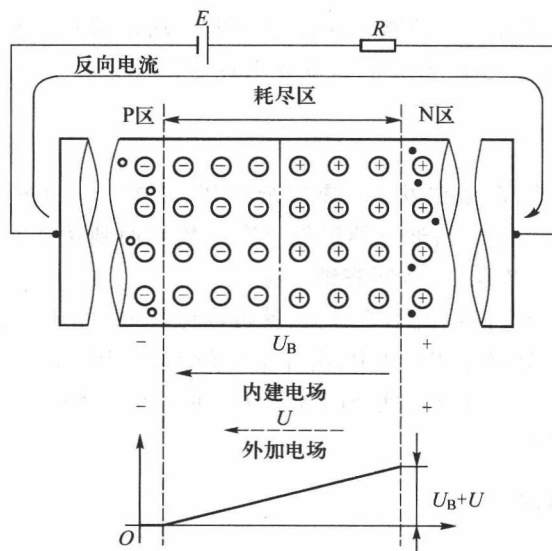


图 2.2.4 反向偏置的 PN 结

正偏时,因为 PN 结内建电位差 U_b 很小,所以只需要较小的正向电压就可以使耗尽区变薄,从而产生较大的正向电流,而且正向电流随正向电压的微小变化会发生明显改变。而反偏时,少数只能提供很小的反向电流,并且基本上不随反向电压变化而变化。这就是 PN 结的单向导电性。

2.2.3 PN 结的击穿特性

实验表明,当 PN 结上的反向电压足够大时,会出现反向电流突然急剧增大,如图 2.2.5 所示,这种现象称为 PN 结的击穿。从产生机理上,可以把击穿分为雪崩击穿和齐纳击穿。

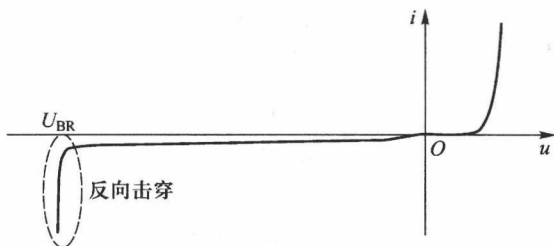


图 2.2.5 PN 结的反向击穿示意图

1. 雪崩击穿

雪崩击穿主要发生在轻掺杂 PN 结中。在反偏的 PN 结中,耗尽区中少数在漂移运动中被电场做功,动能增大。当反向电压足够大时,少子的动能足以使其在与价电子碰撞时发生碰撞电离,把价电子击出共价键,产生一对自由电子和空穴。新产生的自由电子和空穴又可以继续发生这样的碰撞,连锁反应使得耗尽区内的载流子数量剧增,引起反向电流急剧增大,这种击穿机理被称为雪崩击穿。雪崩击穿需要少数能够在耗尽区内运动足够长的距离从而获得足够大的动能,同时长距离运动中碰撞的几率会增加,这就要求耗尽区应该较宽,所以这种击穿出现在轻掺杂的 PN 结中。

2. 齐纳击穿

齐纳击穿也称为隧道击穿,主要发生在重掺杂的 PN 结中。在重掺杂 PN 结中,耗尽区很窄,量子力学证明,P 区价带中的电子将通过隧道效应穿过禁带而到达 N 区导带中。因为最初是由齐纳提出了解释电介质击穿现象的,故叫齐纳击穿。

PN 结击穿时,只要限制反向电流不要过大,就可以保护 PN 结不受损坏。

通常,雪崩击穿发生在轻掺杂 PN 结中,击穿电压较高,Si PN 结 U_{BR} 通常大于 7V,而齐纳击穿发生在重掺杂 PN 结中,击穿电压较低,Si PN 结 U_{BR} 通常小于 5V。当击穿电压在 6V 左右时,在 Si PN 结中两种击穿机制并存。

2.2.4 PN 结的电容特性

PN 结能够存储电荷,而且电荷的变化与外加电压的变化有关,这说明 PN 结具有电容效应。从存储电荷的机理上,可以把 PN 结电容分为势垒电容和扩散电容。

1. 势垒电容

耗尽区中,PN 结的交界面一边是受主负离子,带负电,另一边是施主正离子,带正电,相当于存储了电荷。以 PN 结反偏为例,反向电压 $-u$ 变大,PN 结变宽,存储电荷增加,如图 2.2.6(a)、(b)所示。可见,耗尽区中存储的电荷随外加电压而变化,表现为一个电容,称为势垒电容,其表达式为

$$C_T = \frac{\Delta Q}{\Delta u} = \frac{C_{T0}}{\left(1 - \frac{u}{U_B}\right)^n} = \frac{\epsilon S}{d} \quad (2.2.1)$$

式中, C_{T0} 为 $u=0$ 时的 C_T ,与 PN 结的结构和掺杂浓度等因素有关; U_B 为内建电位差; n 为变容指数,取值一般为 $1/3 \sim 6$ 。根据式(2.2.1),当反向电压 $-u$ 增大时, C_T 将减小。势垒电容类似于平板电容,式(2.2.1)中 ϵ 为介电常数, S 为 PN 结面积, d 为耗尽层宽度, $-u$ 增大,耗尽层变宽(d 变大),相当于结电容变小,利用这一特性,可构成变容二极管,其特性如图 2.2.6(c)所示。

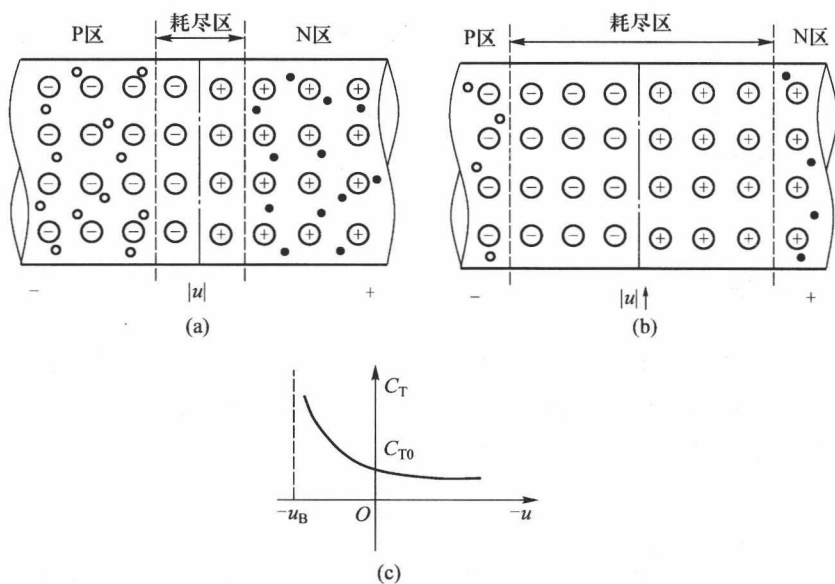


图 2.2.6 耗尽区中存储电荷的情况

(a) 原先 u 对应的存储电容 (b) $|u|$ 增大时,存储电荷增加 (c) 势垒电容 C_T 与反向电压 $-u$ 的关系

2. 扩散电容

如图 2.2.7 所示,当 PN 结正偏,从 P 区扩散过来的空穴通过耗尽区进入 N 区时,并不马上被自由电子全部复合掉,而是在向 N 区纵深的扩散中逐渐被复合,称为非平衡空穴,形成了图中虚线所示的浓度分布曲线 p_n ,最终等于 N 区中作为少子的空穴浓度 p_{n0} 。为了维持电中性,N 区中的自由电子在非平衡空穴的吸引下,出现浓度变化 Δn_n ,并呈同样的分布。图中的浓度分布曲线的积分代表 N 区存储的电荷量 Q_n 。当外加电压有 Δu 的变化时,浓度分布发生变化,如图实线所示。新的浓度分布曲线和原浓度分布曲线之间所加面积就是存储电荷的变化量 ΔQ_n 。同理,自由电子从 N 区扩散到 P 区后,成为非平衡电子,在 P 区形成浓度分布 n_p ,并吸引空穴产生同样的浓度变化分布 ΔP_p ,从而产生电荷存储 Q_p 。 u 的变化也引起 P 区存储电荷的变化量 ΔQ_p 。

这样 Δu 导致的 N 区和 P 区总的存储电荷变化量为 $\Delta Q = \Delta Q_n + \Delta Q_p$, 用扩散电容 C_D 表示这种电容效应, C_D 与 PN 结正向电流 I 成正比, 有

$$C_D = \frac{\Delta Q}{\Delta u} = \frac{\Delta Q_n + \Delta Q_p}{\Delta u} = kI \quad (2.2.2)$$

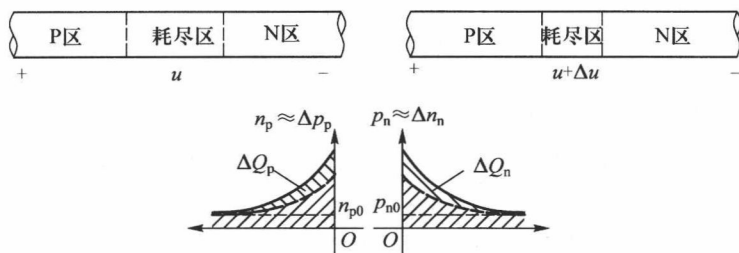


图 2.2.7 P 区和 N 区中存储电荷的情况以及 Δu 引起的存储电荷变化

PN 结的结电容为势垒电容和扩散电容之和, 即 $C_j = C_T + C_D$ 。 C_T 和 C_D 都随外加电压的变化而变化, 所以都是非线性电容。当 PN 结正偏时, C_D 远大于 C_T , 即 $C_j \approx C_D$; 反偏的 PN 结中, C_T 远大于 C_D , 则 $C_j \approx C_T$ 。

2.3 晶体二极管

在 PN 结的外面接上引线, 用管壳封装, 就制作出了晶体二极管, 简称二极管, 其结构如图 2.3.1(a) 所示。二极管的电路图形符号如图 2.3.1(b) 所示。根据使用的半导体材料, 二极管可以分为硅二极管和锗二极管, 简称硅管和锗管。

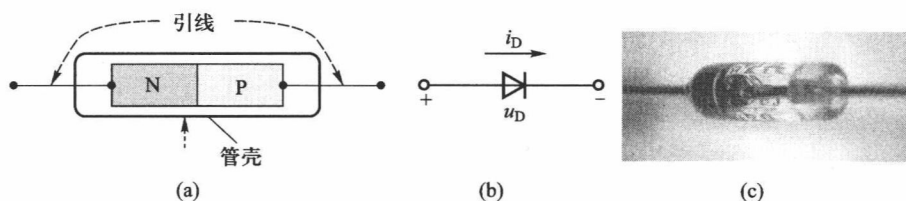


图 2.3.1 二极管

(a) 结构 (b) 电路图形符号 (c) 二极管实物图

2.3.1 二极管的伏安特性

二极管的伏安特性与 PN 结的伏安特性很接近, 仅因为金属与半导体接触电阻、引线电阻、P 区和 N 区体电阻以及表面泄漏电流等造成二者稍有差异。如果忽略这个差异, 则可以用 PN 结的电流方程对二极管的伏安特性进行描述。图 2.3.2 所示的伏安特性曲线可以表示为

$$i_D = I_S (e^{\frac{q u_D}{k T}} - 1) = I_S (e^{\frac{u_D}{U_T}} - 1) \quad (2.3.1)$$

式中, I_s 为反向饱和电流, 取决于半导体材料、制作工艺和温度等因素; q 为电子电量 ($1.60 \times 10^{-19} \text{ C}$); $U_T = kT/q$, 称为热电压 (室温 27°C 即 300 K 时, $U_T = 25.85 \text{ mV} \approx 26 \text{ mV}$); n 称为理想因子, 依赖于制造工艺和半导体材料, 通常在 1 到 2 之间变化, 在大多数情况下认为 n 近似等于 1。

1. 二极管的导通、截止和击穿

从图 2.3.2 中可以看出, 当 $u_D > 0$, 即给二极管加正向电压时, 如果 u_D 较小, 则正向电流 i_D 很小, 而当 u_D 超过特定值 $U_{D(\text{on})}$ 时, i_D 才变得明显, 此时认为二极管导通, $U_{D(\text{on})}$ 称为导通电压 (死区电压)。一般硅管的 $U_{D(\text{on})} \approx 0.6 \sim 0.7 \text{ V}$, 锗管的 $U_{D(\text{on})} = 0.2 \sim 0.3 \text{ V}$ 。

正向偏置下的二极管在小电流工作时, i_D 与 u_D 呈指数关系。当电流很大时, 由金属/半导体接触电阻、引线电阻、P 区和 N 区体电阻组成的串联电阻作用开始变得明显, 结果 i_D 与 u_D 近似表现为线性关系。

当二极管反偏, 即 $u_D < 0$ 时, PN 结上有反向饱和电流 I_s 。因为 PN 结表面漏电流的影响, 所以实际上二极管中的反向电流 i_D 要比 I_s 大许多, 并且随反向电压的加大而略有增加。对小功率二极管, PN 结没被击穿时, 反向电流仍然比较小, 可以近似成零, 即认为二极管是截止的。当二极管加的正向电压小于 $U_{D(\text{on})}$, 也认为二极管是截止的。

二极管的导通和截止与外加电压的关系说明其对直流和低频信号表现出单向导电性。当信号频率较高时, PN 结电容的导电作用变得显著, 使得二极管的单向导电性不能很好体现。

当反向电压足够大时, PN 结击穿, 导致二极管中的反向电流急剧增大, 也称二极管被击穿。

2. 二极管的管压降

一个简单的二极管电路如图 2.3.3(a) 所示, 二极管的伏安特性见图 2.3.3(b), u_D 和 i_D 同时还应该满足电路的负载特性, 即

$$u_D = E - i_D R$$

图 2.3.3(b) 中也画出了该方程对应的负载线。负载线与伏安特性曲线的交点是工作点 Q 的位置, 其坐标即为 U_{DQ} 和 I_{DQ} 。当电源电压 E 变化时, 负载线平移到新的位置, 如虚线所示, 于是 Q 的位置也发生变化, U_{DQ} 和 I_{DQ} 的取值也跟着变化。但是因为导通时二极管的伏安特性曲线近似垂直, 所以虽然 I_{DQ} 有比较大的变化, 但 U_{DQ} 变化却不大, 基本上还是只比 $U_{D(\text{on})}$ 略大一点, 二者仍然近似相等。因此, 也可以认为 $U_{D(\text{on})}$ 是导通的二极管两端固定的管压降。

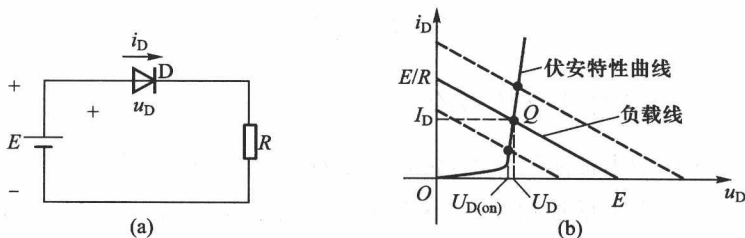


图 2.3.3 二极管的管压降

(a) 电路 (b) 伏安特性和负载特性

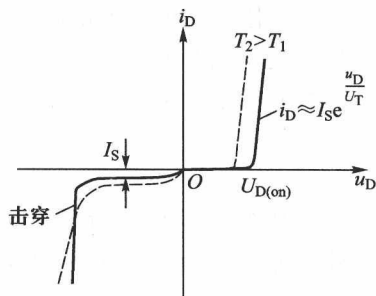


图 2.3.2 二极管的伏安特性

3. 二极管的电阻

一般的电阻元件的直流电阻等于交流电阻,而二极管的伏安特性呈非线性,所以其直流电阻和交流电阻是不相等的。

给二极管两端加上直流电压 U_{DQ} ,并测量其中的直流电流 I_{DQ} ,则二极管的直流电阻

$$R_D = \frac{U_{DQ}}{I_{DQ}} \quad (2.3.2)$$

其几何意义如图 2.3.4(a) 所示。以 U_{DQ} 和 I_{DQ} 为坐标,找出直流信号下二极管的工作点,即直流静态工作点 Q ,其与原点连线斜率的倒数即为 R_D 。不难看出,当 Q 的位置变化时,则 R_D 也随之改变。

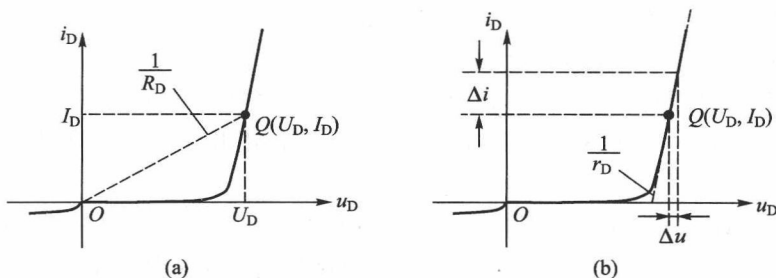


图 2.3.4 二极管电阻的几何意义

(a) 直流电阻 R_D (b) 交流电阻 r_D

在直流电压 U_{DQ} 的基础上,二极管两端的电压有微小变化 Δu 时,其中的电流也在直流电流 I_{DQ} 的基础上产生变化 Δi ,如图 2.3.4(b) 所示,二极管的工作点在直流静态工作点 Q 的基础上沿伏安特性曲线产生了位移。在这个变化范围内,可以近似认为伏安特性是线性的, Δu 和 Δi 之比就是其在 Q 处的切线斜率的倒数,定义为二极管的交流电阻 r_D ,即

$$r_D = \left. \frac{\Delta u}{\Delta i} \right|_Q \quad (2.3.3)$$

显然, r_D 也随 Q 的位置变化而改变,并且同一 Q 处的 r_D 和 R_D 并不相等。借助于 PN 结的电流方程式(2.3.1),有

$$r_D = \left. \frac{\Delta u}{\Delta i} \right|_Q = \left. \frac{du}{di} \right|_Q = \frac{U_T}{I_S e^{u/U_T}} \bigg|_Q = \frac{U_T}{I_S e^{U_{DQ}/U_T}} \approx \frac{U_T}{I_{DQ}} \quad (2.3.4)$$

当二极管两端电压为 $u = U_{DQ} + \Delta u$ 时,其中的电流

$$i_D = I_{DQ} + \Delta i = \frac{U_{DQ}}{R_D} + \frac{\Delta u}{r_D} \quad (2.3.5)$$

2.3.2 温度对二极管伏安特性的影响

温度升高时,半导体中本征激发作用增强,少子浓度上升,从而增大了反向饱和电流 I_S 。测试表明,温度每升高 10°C , I_S 增加约一倍,这导致二极管的反向电流随温度升高而绝对值变大。正向电流中,虽然热电压 U_T 增加使得 e^{u/U_T} 减小,但是 I_S 的作用更大,所以总体上正向电流随温度升高而变大。这导致导通电压 $U_{D(on)}$ 相应减小。图 2.3.2 中虚线所示为温度升高后的伏安特

性,显示了上述变化。该变化可以简述为“温度上升时,二极管正向特性曲线向左移,反向特性曲线向下移”。

测试表明,对硅二极管来讲,温度每上升 $1\text{ }^{\circ}\text{C}$, $U_{D(\text{on})}$ 下降约 2.07 mV 。而且,二极管导通电压与温度变化关系是严格线性关系,因此可以利用二极管的这一特性作为温度传感器。

温度对二极管击穿电压的影响存在两个不同的规律。对于雪崩击穿机制,温度上升时,半导体晶格热振动加剧,缩短了少子在反向电压的电场作用下进行漂移运动的平均自由路程,因为与价电子碰撞前获得的能量较少,发生碰撞电离的可能性减小。只有加大反向电压才能发生雪崩击穿,所以雪崩击穿电压具有正的温度系数,即雪崩击穿电压随着温度的升高而变大。对于齐纳击穿机制,温度升高后,价电子的能量较高,更容易产生隧道效应,所以齐纳击穿电压呈现负的温度系数,随着温度的升高而变小。

2.3.3 二极管的近似伏安特性和简化电路模型

二极管在大信号工作时,其伏安特性可以进行适当近似,电路模型也可以相应简化,以便于工程分析。

二极管的伏安特性曲线可以用两段直线近似,如图 2.3.5(a) 所示。该伏安特性表现了二极管的导通电压 $U_{D(\text{on})}$ 和交流电阻 r_D 的关系。其中线段 I 对应二极管的导通状态,线段 II 对应二

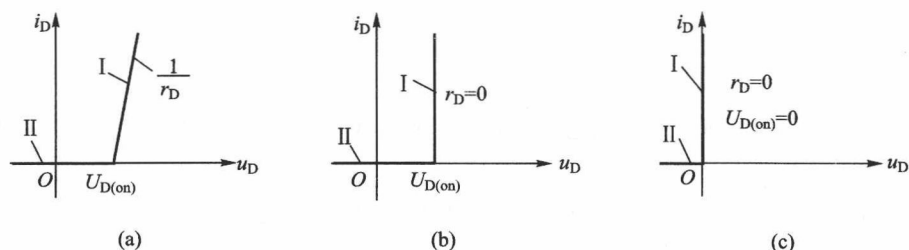


图 2.3.5 二极管的近似伏安特性

(a) 一般二极管 (b) 交流电阻为零的二极管 (c) 理想二极管

极管的截止状态。与该伏安特性对应的电路模型如图 2.3.6(a) 所示。二极管相当于一个开关,开关接到 I 时,电路等效成导通的二极管,对外表现出 $U_{D(\text{on})}$ 和 r_D ; 开关接到 II 时,电路等效成截止的二极管,对外呈开路。当 r_D 与外电路的电阻相比可以忽略为零时伏安特性曲线的 I 段的斜率趋向于无穷大,变为垂直,如图 2.3.5(b) 所示,表示二极管导通时,管压降始终为 $U_{D(\text{on})}$,而此时二极管中的电流则需要结合外电路进行分析才能得到。图 2.3.6(b) 给出了对应的电路模型。

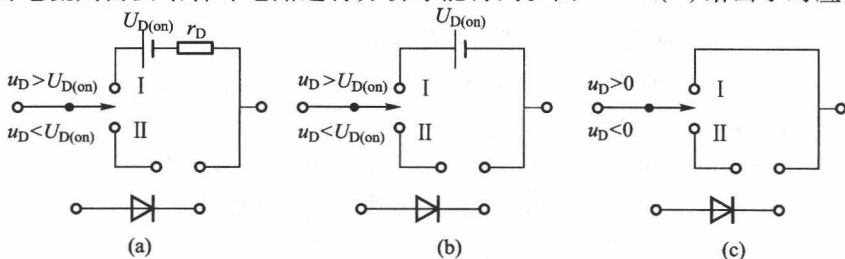


图 2.3.6 二极管的简化电路模型

(a) 模型一(一般二极管) (b) 模型二(交流电阻为零的二极管) (c) 模型三(理想二极管)

在这个基础上,如果 $U_{D(on)}$ 再可以被忽略,则二极管的近似伏安特性曲线和简化电路模型分别变成了图 2.3.5(c) 和图 2.3.6(c),此时的二极管变成了一个理想开关,导通时对外呈短路,截止时则对外呈开路,这种二极管称为理想二极管。

在实际使用中,三种二极管模型均有使用,采用哪种模型视具体情况而定,不过模型二和模型三使用更多。

【例 2.3.1】 电路如图 2.3.7(a) 所示,计算二极管中的电流 I_D 。已知二极管的导通电压 $U_{D(on)} = 0.6\text{ V}$,交流电阻 $r_D \approx 0$ 。

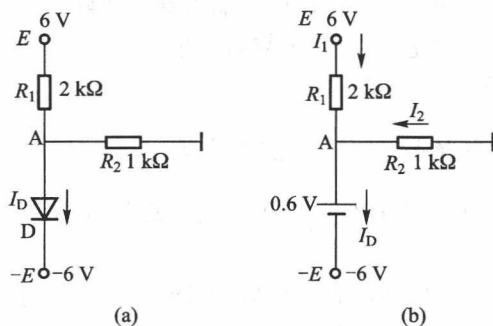


图 2.3.7 计算二极管电流

(a) 原电路 (b) 等效电路

解: 由于二极管具有两个典型状态,即导通状态和截止状态,因此对二极管电路的分析首先需要判断二极管工作状态。

如本题,求解时,假设二极管处于截止状态,可以得到 A 点电位为 2 V,二极管承受 8 V 的正向偏置,那么可以判断假设是错误的,二极管处于导通状态。

将导通状态的电路模型代入,得到图 2.3.7(b)。节点 A 的电压 $U_A = E - I_1 R_1 = -I_2 R_2 = -E + U_{D(on)} = -5.4\text{ V}$,解得 $I_1 = 5.7\text{ mA}$, $I_2 = 5.4\text{ mA}$,于是 $I_D = I_1 + I_2 = 11.1\text{ mA}$ 。

2.3.4 稳压二极管

一般的二极管只工作在导通和截止两个状态,而稳压二极管则在击穿状态下工作。图 2.3.8 给出了稳压二极管的电路图形符号和伏安特性。与基本二极管相比,稳压二极管在击穿后,伏安特性曲线很陡峭,所以稳压二极管起稳压作用时,工作电流 I_Z 可以在从 I_{Zmin} 到 I_{Zmax} 的较大范围内调节,而其两端的反向电压则几乎不变,成为稳定电压 U_Z 。 I_Z 应大于 I_{Zmin} ,以保证较好的稳压效果。同时外电路必须对 I_Z 进行限制,防止其太大使管耗过大,甚至烧坏 PN 结。如果稳压二极管的最大功耗为 P_M ,则 I_Z 应小于 $I_{Zmax} = P_M / U_Z$ 。

典型的稳压二极管电路如图 2.3.9 所示。图中输入电压 $U_1 > U_Z$, R 为限流电阻, R_L 为负载电阻。当 U_1 有波动,或 R_L 改变时,工作电流 I_Z 相应发生变化,但是只要不超出从 I_{Zmin} 到 I_{Zmax} 的范围,就可以保证稳压二极管 D_Z 两端的电压仍然是稳定电压 U_Z ,结果电路的输出电压 $U_0 = U_Z$ 基本不发生变化。例如,当 U_1 不变而 R_L 减少时,流向 R_L 的负载电流 I_L 增大,而 I_Z 相应减小,只要不小于 I_{Zmin} ,则 U_Z 的变化很小, U_0 基本不变。又如,当 R_L 不变而 U_1 增大时, I_Z 相应增大,只要不超过

$I_{Z\max}$, 则 U_Z 的变化很小, I_L 和 U_O 基本不变。

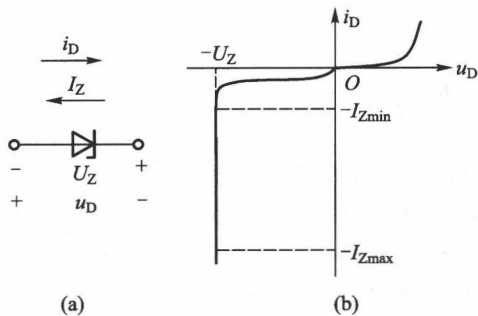


图 2.3.8 稳压二极管

(a) 电路图形符号 (b) 伏安特性

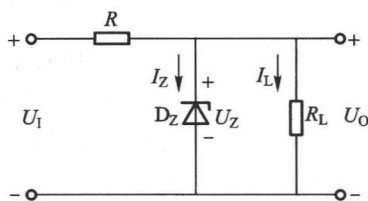


图 2.3.9 稳压二极管电路

为了保证 U_I 波动和 R_L 改变时, I_Z 变化不超过 $I_{Z\min}$ 和 $I_{Z\max}$, 需要在合适的范围内选择限流电阻 R 的取值, 以保证稳压二极管电路正常工作。从图中可以看出

$$I_Z = \frac{U_I - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_L} \quad (2.3.6)$$

当 U_I 取其最小值 $U_{I\min}$, R_L 也取其最小值 $R_{L\min}$ 时, I_Z 最小, 但是应该大于 $I_{Z\min}$, 即

$$\frac{U_{I\min} - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_{L\min}} > I_{Z\min}$$

解得

$$R < \frac{U_{I\min} - U_Z}{I_{Z\min} R_{L\min} + U_Z} R_{L\min} = R_{\max}$$

当 U_I 取其最大值 $U_{I\max}$, R_L 也取其最大值 $R_{L\max}$ 时, I_Z 最大, 但是应该小于 $I_{Z\max}$, 即

$$\frac{U_{I\max} - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_{L\max}} < I_{Z\max}$$

解得

$$R > \frac{U_{I\max} - U_Z}{I_{Z\max} R_{L\max} + U_Z} R_{L\max} = R_{\min}$$

于是 R 的取值范围为

$$\frac{U_{I\max} - U_Z}{I_{Z\max} R_{L\max} + U_Z} R_{L\max} < R < \frac{U_{I\min} - U_Z}{I_{Z\min} R_{L\min} + U_Z} R_{L\min}$$

如果计算出来的 $R_{\min} > R_{\max}$, 则说明该稳压二极管的 I_Z 范围过小, 应该换用 $I_{Z\max}$ 更大的稳压二极管, 以满足 $R_{\min} < R_{\max}$ 。

【例 2.3.2】 稳压二极管电路如图 2.3.10 所示, 稳定电压 $U_Z = 6\text{ V}$ 。当限流电阻 $R = 200\Omega$ 时, 求工作电流 I_Z 和输出电压 U_O ; 当 $R = 11\text{ k}\Omega$ 时, 再求 I_Z 和 U_O 。

解: 当 $R = 200\Omega$ 时, 稳压二极管 D_Z 处于击穿状态, 有

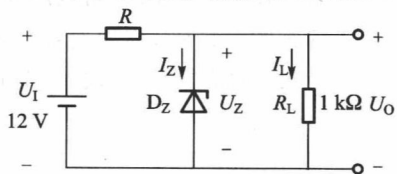


图 2.3.10 稳压二极管电路

$$I_z = \frac{U_1 - U_z}{R} - \frac{U_z}{R_L} = 24 \text{ mA}; \quad U_o = U_z = 6 \text{ V}$$

当 $R = 11 \text{ k}\Omega$ 时, D_z 处于截止状态, 有

$$I_z = 0; \quad U_o = \frac{R_L}{R + R_L} U_i = 1 \text{ V}$$

加反向电压时, 稳压二极管 D_z 可能处于击穿状态, 也可能因为反向电压不够大, D_z 仍处于截止状态。所以可以把 D_z 所在的支路先视为开路, 看外电路提供的反向电压能否使 D_z 击穿。当 $R = 200 \Omega$ 时, 该反向电压是 10 V , 足以使 D_z 击穿, 发挥稳压作用; 而当 $R = 11 \text{ k}\Omega$ 时, 反向电压是 1 V , 不能使 D_z 击穿, D_z 处于截止状态。明确了 D_z 的状态后, 再进行相应状态下电路的分析和计算。

【例 2.3.3】双向稳压二极管电路如图 2.3.11 所示, 其 $U_z = 6 \text{ V}$, 当 $u_i = 10\sin \omega t (\text{V})$ 时, 试画出 u_o 的波形。

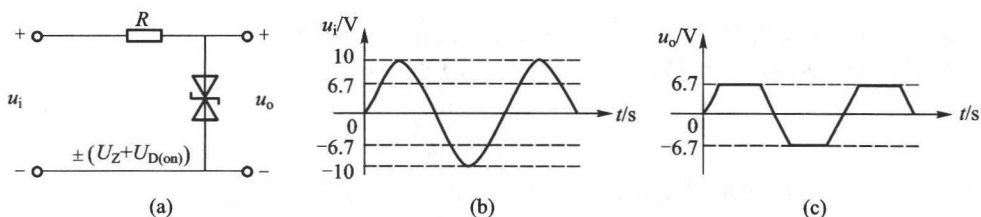


图 2.3.11 双向稳压管电路及其输入波形和输出波形

(a) 电路 (b) 输入波形 (c) 输出波形

解: 双向稳压二极管由两个对接的稳压管构成, 当 u_i 为正, 而其值小于稳压二极管击穿电压时, 稳压二极管不击穿, $u_o = u_i$ 。而其值大于稳压二极管击穿电压时, 下面的稳压二极管反向击穿, 上面稳压二极管正向导通, 输出电压 $u_o = U_z + U_{D(\text{on})} = +6.7 \text{ V}$ 。反之, 当 u_i 为负, 且上面的稳压二极管反向击穿, 下面稳压二极管正向导通, 输出电压 $u_o = -(U_z + U_{D(\text{on})}) = -6.7 \text{ V}$, 故 u_o 的波形如图 2.3.11(c) 所示, 实现了双向限幅的功能。由于对接稳压二极管中正向导通的电压 $U_{D(\text{on})}$ 具有负温度系数, 反向击穿电压 U_z 具有正温度系数 (若为雪崩击穿), 二者具有一定的温度补偿作用, 温度稳定性较好。

2.3.5 其他二极管

1. 变容二极管

如前所述, PN 结加反向电压时, 结上呈现势垒电容, 该电容随反向电压增大而减小。利用这一特性制作的二极管, 称为变容二极管。它的电路符号如图 2.3.12 所示。变容二极管的结电容与外加反向电压的关系由式 (2.2.1) 决定。它的主要参数有: 变容指数、结电容的压控范围及允许的最大反向电压等。

2. 光电二极管

光电二极管是一种将光能转换为电能的半导体器件, 其结构与普通二极管相似, 只是管壳上留有一个能入射光线的窗口。图 2.3.13(a) 给出了光电二极管的电路图形符号, 其中, 受光照区

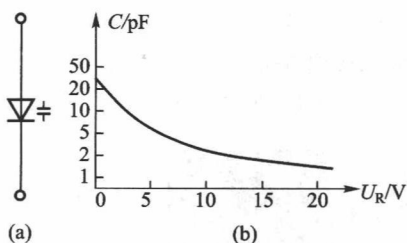


图 2.3.12 变容二极管符号和典型的变容二极管特性

(a) 电路图形符号 (b) 典型的变容二极管特性

的电极为前级,不受光照区的电极为后级。

和普通二极管相比,光电二极管在内部结构上不同的是,为了便于接受入射光照,PN 结面积尽量做的大一些,电极面积尽量小些,而且 PN 结的结深很浅,一般小于 $1\ \mu\text{m}$ 。

光电二极管工作时也采用 PN 结反向偏置。反向偏置时,PN 结没有光照时的反向饱和电流很小,而且耗尽区较宽,当受到光照时,光子会在耗尽区产生本征激发,本征激发形成的电子和空穴会在反向电场作用下形成较大的反向电流。没有光照时的反向饱和电流称为光电二极管的暗电流,暗电流越小,光电二极管的探测灵敏度越高。

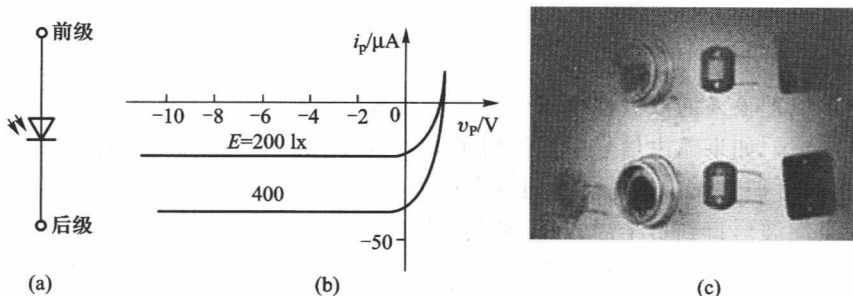


图 2.3.13 光电二极管

(a) 电路图形符号 (b) 光照时伏安特性变化 (c) 几种光电二极管照片

3. 发光二极管(LED)

发光二极管是一种将电能转换为光能的半导体器件。它由一个 PN 结构成,其电路图形符号如图 2.3.14(a)所示。当发光二极管正偏时,注入 N 区和 P 区的载流子被复合时,会发出可见光和不可见光。经过近 50 年的发展,从紫外光、紫光、蓝光、绿光、红光以及红外光等不同波长的发光二极管均已得到广泛应用,如指示灯、显示屏、液晶背光源、汽车车灯、路灯以及照明等。

4. 肖特基二极管

除了 PN 结二极管外,当金属与 N 型半导体接触时,在其交界面处会形成势垒区,利用该势垒制作的二极管,称为肖特基二极管或表面势垒二极管。它的原理

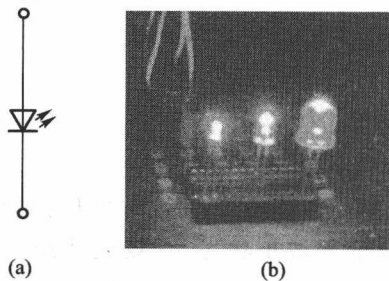


图 2.3.14 发光二极管

(a) 电路图形符号 (b) 几种发光二极管照片

结构图和对应的电路图形符号如图 2.3.15 所示。与 PN 结二极管相比,肖特基二极管也同样具有单向导电性;不同的是,肖特基二极管是依靠多数载流子工作的器件,无少子存储效应,高频特性好;而且导通电压和反向击穿电压均比 PN 结二极管低。

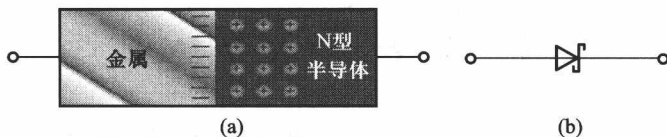


图 2.3.15 肖特基二极管
(a) 示意图 (b) 电路图形符号

2.3.6 二极管应用电路举例

大信号工作的二极管处于导通和截止状态时对外电路的表现不一样,电路是非线性电路。对其分析时,最重要的是判断各个信号范围内二极管的工作状态(导通或截止),即确定简化电路模型中开关的位置,从而得到该信号范围对应的线性电路,进行分析,最后再综合得到整个信号范围内电路的功能。这是分析二极管基本电路(包括整流电路、限幅电路、电平选择电路)的基本思想。

1. 整流电路

整流电路可以把输入的双极性电压变成单极性输出电压,或者从电流上看,是把双向交流变成单向的直流电流。如果输出信号中只保留了输入信号的正半周或负半周的波形,则称为半波整流;如果输出信号把输入信号的负半周波形折到正半周,与原来正半周的波形一并输出,或把输入信号的正半周波形折到负半周,与原来负半周的波形一并输出,则称为全波整流。

【例 2.3.4】 分析图 2.3.16(a) 所示的二极管整流电路的工作原理,其中二极管 D 的导通电压 $U_{D(on)} = 0.7\text{ V}$,交流电阻 $r_D \approx 0$,输出电压 u_o 的波形如图 2.3.16(b) 所示。

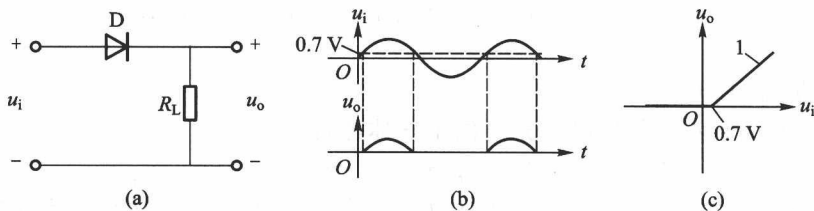


图 2.3.16 二极管整流
(a) 电路 (b) u_i 和 u_o 的波形 (c) 传输特性

解: 当 $u_i > 0.7\text{ V}$ 时, D 处于导通状态,等效成短路,所以输出电压 $u_o = u_i - 0.7\text{ V}$; 当 $u_i < 0.7\text{ V}$ 时, D 处于截止状态,等效成开路,所以 $u_o = 0$ 。于是可以根据 u_i 的波形得到 u_o 的波形,如图 2.3.16(b) 所示,传输特性则如图 2.3.16(c) 所示。电路实现的是半波整流,但是需要在 u_i 的正半周波形中扣除 $U_{D(on)}$ 后得到输出。

【例 2.3.5】 分析图 2.3.17(a) 所示的二极管桥式整流电路的工作原理,其中的二极管

$D_1 \sim D_4$ 为理想二极管, 输入电压 u_i 的波形如图 2.3.17(b) 所示。

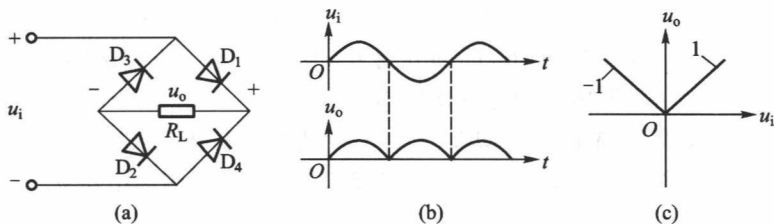


图 2.3.17 二极管桥式整流

(a) 电路 (b) u_i 和 u_o 的波形 (c) 传输特性

解: 当 $u_i > 0$ 时, D_1 和 D_2 上加的是正向电压, 处于导通状态, 而 D_3 和 D_4 上加的是反向电压, 处于截止状态。输出电压 u_o 的正极与 u_i 的正极通过 D_1 相连, 它们的负极通过 D_2 相连, 所以 $u_o = u_i$; 当 $u_i < 0$ 时, D_1 和 D_2 上加的是反向电压, 处于截止状态, 而 D_3 和 D_4 上加的是正向电压, 处于导通状态。 u_o 的正极与 u_i 的负极通过 D_4 相连, D_3 则连接了 u_o 的负极与 u_i 的正极, 所以 $u_o = -u_i$ 。于是可以根据 u_i 的波形得到 u_o 的波形, 如图 2.3.17(b) 所示, 传输特性则如图 2.3.17(c) 所示。电路实现的是全波整流。

从这两个例子可以看出, 对二极管整流电路的分析, 一般是首先根据外加电压的方向判断二极管的工作状态, 再研究输出电压和输入电压的关系。

2. 限幅电路

限幅电路能限制输出电压的变化范围, 又分为上限幅电路、下限幅电路和双向限幅电路。如图 2.3.18(a) 所示, 当输入电压 u_i 小于上门限电压 U_{iH} 时, 输出电压 u_o 正比于 u_i 变化, 而当 $u_i > U_{iH}$ 时, u_o 被限制在最大值 U_{omax} 上, 这种限幅称为上限幅; 又如图 2.3.18(b) 所示, 当 u_i 大于下门限电压 U_{iL} 时, u_o 正比于 u_i 变化, 而当 $u_i < U_{iL}$ 时, u_o 被限制在最小值 U_{omin} 上, 这种限幅被称为下限

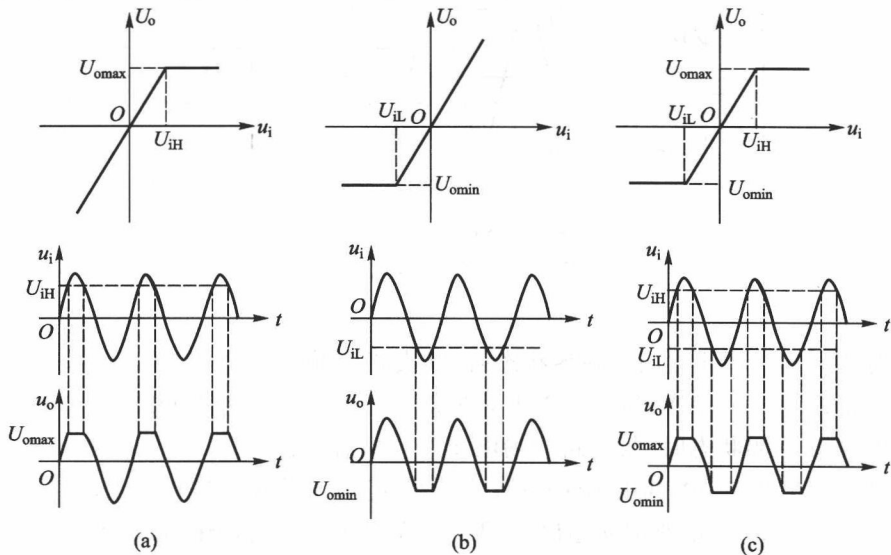


图 2.3.18 限幅电路的传输特性和波形变换

(a) 上限幅 (b) 下限幅 (c) 双向限幅

幅;如果只有在 $U_{iL} < u_i < U_{iH}$ 时, u_o 才正比于 u_i 变化,否则 u_o 被限制在 U_{omax} 或 U_{omin} 上,则称为双向限幅,如图 2.3.18(c) 所示。图中也给出了正弦电压 u_i 经过各种限幅后,得到的 u_o 的波形。形象地看,限幅相当于把 u_i 超出 U_{iH} 或 U_{iL} 的部分削去,再生成 u_o ,所以限幅电路又称为削波电路。半波整流电路可以认为是门限电压为零的限幅电路。

【例 2.3.6】二极管限幅电路如图 2.3.19(a) 所示,其中二极管 D 的导通电压 $U_{D(on)} = 0.7V$,交流电阻 $r_D \approx 0$,输出电压 u_i 的波形见图 1.3.19(b),作出输出电压 u_o 的波形。

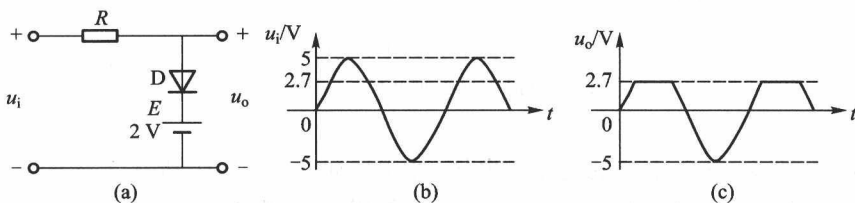


图 2.3.19 二极管限幅

(a) 电路 (b) u_i 的波形 (c) u_o 的波形

解: D 处于导通与截止之间的临界状态时,其支路两端电压为 $E + U_{D(on)} = 2.7V$ 。当 $u_i > 2.7V$ 时, D 导通,所以 $u_o = 2.7V$;当 $u_i < 2.7V$ 时, D 截止,其支路等效为开路, $u_o = u_i$ 。于是可以根据 u_i 的波形得到 u_o 的波形,如图 2.3.19(c) 所示。该电路把 u_i 超出 $2.7V$ 的部分削去后进行输出,是上限幅电路。

【例 2.3.7】二极管限幅电路如图 2.3.20(a) 所示,其中二极管 D_1 和 D_2 的导通电压 $U_{D(on)} = 0.3V$,交流电阻 $r_D \approx 0$,输入电压 u_i 的波形见图 2.3.20(b),试作出输出电压 u_o 波形。

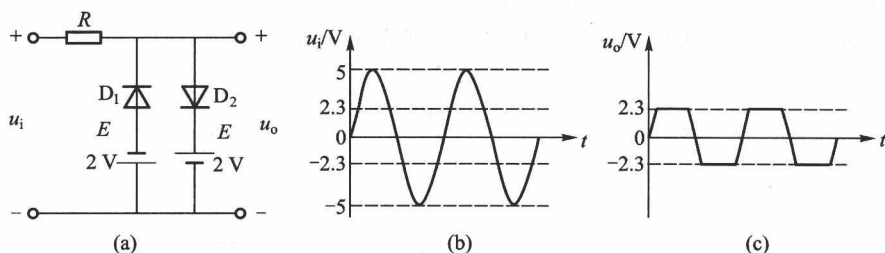


图 2.3.20 二极管限幅

(a) 电路 (b) u_i 的波形 (c) u_o 的波形

解: D_1 处于导通与截止之间的临界状态时,其支路两端电压为 $-E - U_{D(on)} = -2.3V$ 。当 $u_i < -2.3V$ 时, D_1 导通, $u_o = -2.3V$;当 $u_i > -2.3V$ 时, D_1 截止,支路等效为开路, $u_o = u_i$,所以 D_1 实现了下限幅。 D_2 处于临界状态时,其支路两端电压为 $E + U_{D(on)} = 2.3V$ 。当 $u_i > 2.3V$ 时, D_2 导通, $u_o = 2.3V$;当 $u_i < 2.3V$ 时, D_2 截止,支路等效为开路, $u_o = u_i$,所以 D_2 实现了上限幅。综合 u_o 的波形如图 2.3.20(c) 所示,该电路把 u_i 超出 $\pm 2.3V$ 的部分削去后进行输出,完成双向限幅。

分析二极管限幅电路时,可以首先确定使二极管处于临界状态的输入电压的临界值,再考虑输入电压大于或小于该值时二极管的状态,最后得到输出电压的结果。输入电压的临界值就是

上门限电压或下门限电压。

稳压二极管也经常应用于限幅电路。一般二极管依靠正向导通电压 $U_{D(on)}$ 限幅,而稳压二极管则是通过其反向击穿时的稳定电压 U_Z 实现限幅。

3. 电平选择电路

从多路输入信号中选出最低电平或最高电平的电路称为电平选择电路。电平选择电路又分为低电平选择电路和高电平选择电路,数字电路中分别实现数字量的“与”和“或”运算。

【例 2.3.8】 图 2.3.21(a) 给出了一个二极管电平选择电路,其中二极管 D_1 和 D_2 为理想二极管,输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 的幅度均小于电源电压 E ,波形如图 2.3.21(b) 所示。分析电路的工作原理,并作出输出信号 u_o 的波形。

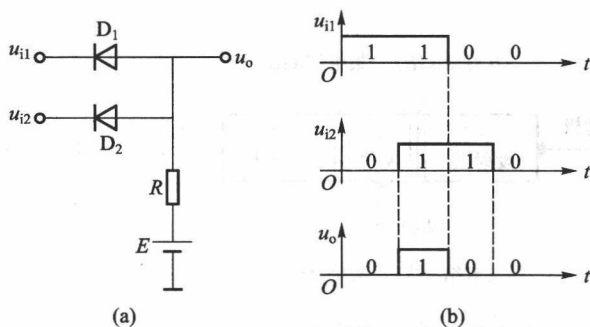


图 2.3.21 二极管电平选择

(a) 电路 (b) u_{i1} 、 u_{i2} 和 u_o 的波形

解: 因为 u_{i1} 和 u_{i2} 均小于 E , 所以 D_1 和 D_2 至少有一个处于导通状态。当 u_{i1} 为高, u_{i2} 为低, 则 D_2 导通, $u_o = u_{i2}$, $u_o = u_{i1} = 0$, 导致 D_1 反偏, 使 D_1 截止, 输出为低。

反之, 当 u_{i1} 为低, u_{i2} 为高, 则 D_1 导通, D_2 截止, $u_o = u_{i1}$, 输出也为低。

只有当 $u_{i1} = u_{i2}$ 时, D_1 和 D_2 才同时导通, $u_o = u_{i1} = u_{i2}$ (同为高或低)。

u_o 的波形如图 2.3.21(b) 所示。该电路完成低电平选择功能, 当高、低电平分别代表数字量 1 和 0 时, 就实现了逻辑“与”运算。

【思考题】 如果将图 2.3.20(a) 中的二极管及电源 E 方向反接, 请读者分析该电路完成什么逻辑功能。

在实际应用中, 人们最关注的二极管参数为: 最大允许电流 I_{Dmax} 、反向击穿电压 U_{BR} 、高频工作时还需考虑最高工作频率 f_{max} 等。最关注的稳压二极管参数为: 稳定电压 U_Z 、最大允许功耗 P_{Zmax} 、最大允许电流 $I_{Zmax} = P_{Zmax} / U_Z$; 高要求下还需考虑选择动态电阻小、温度系数小的稳压二极管。

2.4 双极型晶体管

三极管被认为是现代最伟大的发明之一, 在重要性方面可以与印刷术、汽车和电话等发明相提并论。三极管实际上是所有现代电路与系统的关键器件。三极管在当今社会的重要性主要是

因为三极管可以使用高度自动化的过程进行大规模生产的能力,因而可以达到极低的单位成本。

虽然数以百万计的分立三极管还在使用,绝大多数的三极管是和二极管、电阻、电容一起被装配在芯片上制造完整的电路。模拟的或数字的或者这两者被集成在同一颗芯片上。设计和开发一个复杂芯片的生产成本是相当高的,但是当分摊到百万个生产单位上,每个芯片的价格就是最小的。一个逻辑门包含 20 个三极管,而 2005 年一个高级的微处理器使用的三极管数量达 2.89 亿个。

三极管主要分为两大类:双极型晶体管(Bipolar Junction Transistor, BJT)和场效应晶体管(Field Effect Transistor, FET)。

双极型晶体管简称为晶体管,是由三层杂质半导体构成的有源器件,其原理结构和电路图形符号如图 2.4.1 所示。

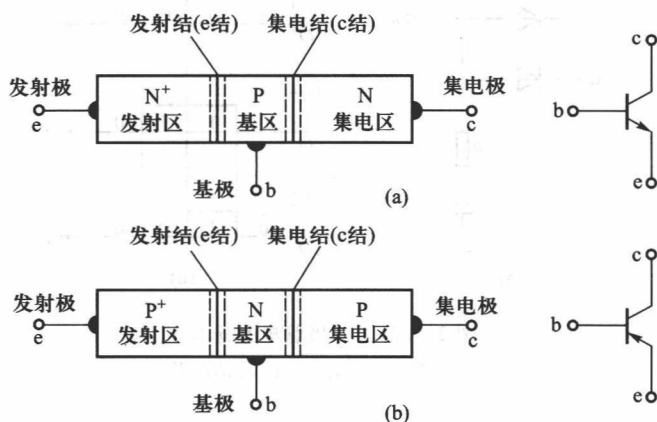


图 2.4.1 晶体管的原理结构和电路图形符号

(a) NPN 型晶体管 (b) PNP 型晶体管

三层杂质半导体可以是两个 N 型半导体中间夹一层 P 型半导体,称为 NPN 型晶体管;也可以是两个 P 型半导体中间夹一层 N 型半导体,称为 PNP 型晶体管。无论是哪一种类型,晶体管的中间层称为基区,两侧的异型层分别称为发射区和集电区。三个区各自引出一个电极与外电路相连,分别叫做基极(b)、发射极(e)和集电极(c)。基区和发射区之间的 PN 结称为发射结(e 结),而基区和集电区之间的 PN 结称为集电结(c 结)。

目前普遍使用平面工艺制造晶体管,包括氧化、光刻和扩散等工序。制作时应该保证晶体管的物理结构有如下特点:发射区相对基区重掺杂;基区很薄,只有零点几到数微米;集电结面积大于发射结面积。上述基本要求都是制造性能优良的晶体管所必需的。

2.4.1 晶体管的工作原理

通过合适的外加电压进行直流偏置,可以使得晶体管的发射结正偏,而集电结反偏,此时的晶体管工作在放大状态,符合晶体管放大器的工作要求。我们首先观察此时晶体管内部载流子的定向运动情况,得到内部载流子电流的分布,研究它们和晶体管三个极电流的关系,在此基础上分析晶体管放大交流信号的原理。

以图 2.4.2(a) 所示的放大状态下的 NPN 型晶体管为例,载流子的定向运动基本上可以分为以下三个阶段。

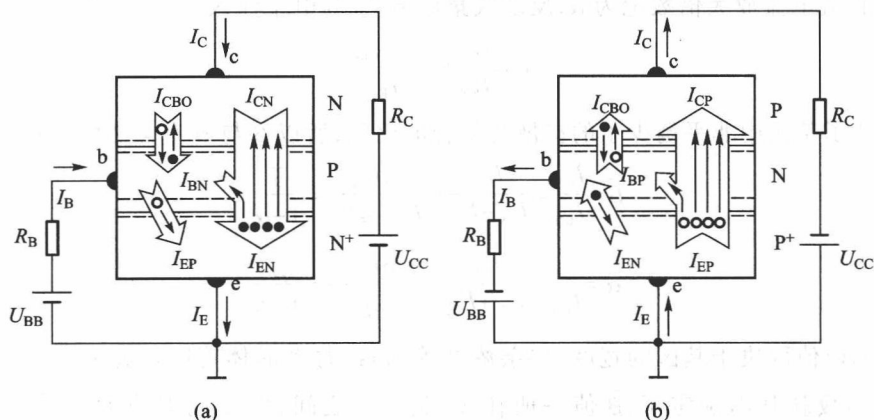


图 2.4.2 晶体管的内部载流子电流和极电流

(a) NPN 型晶体管 (b) PNP 型晶体管

(1) 发射区向基区注入电子。正偏的发射结上以多子扩散运动为主,包括发射区的自由电子扩散到基区,形成电子注入电流 I_{EN} ,以及基区的空穴扩散到发射区,形成空穴注入电流 I_{EP} 。因为发射区相对基区重掺杂,发射区的自由电子浓度远大于基区的空穴浓度,所以 I_{EN} 远大于 I_{EP} 。

(2) 自由电子在基区中边扩散边复合。自由电子注入基区后,成为基区中的非平衡少数子,在发射结处浓度最大,而在反偏的集电结处浓度几乎为零,所以基区中存在明显的自由电子浓度差,导致自由电子继续从发射结向集电结扩散。扩散中,部分自由电子被基区中的空穴复合掉,形成基区复合电流 I_{BN} 。因为基区很薄,又不是重掺杂,所以被复合的自由电子很少,绝大多数自由电子都能扩散到集电结的边缘。

(3) 集电区收集自由电子。反偏的集电结内部较强的电场使扩散过来的自由电子发生漂移运动,进入集电区,形成收集电流 I_{CN} 。另外,基区自身的自由电子和集电区的空穴也参与漂移运动,形成反向饱和电流 I_{CBO} 。

根据图 2.4.2(a) 所示的 NPN 型晶体管的内部载流子电流的分布及其方向,可以得到晶体管的三个极电流与内部载流子电流的关系

$$I_E = I_{EP} + I_{EN} \approx I_{EN} = I_{BN} + I_{CN}$$

$$I_B = I_{BN} - I_{CBO} + I_{EP} \approx I_{BN} - I_{CBO}$$

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO}$$

不难看出,晶体管三个极电流并不彼此独立,它们之间的关系可以通过共发射极直流电流放大倍数和共基极直流电流放大倍数来描述。

共发射极直流电流放大倍数记为 $\bar{\beta}$,反映基区中非平衡少子的扩散和复合的比例,即收集电流 I_{CN} 与基区复合电流 I_{BN} 之比

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_{BN}} \approx \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}$$

共基极直流电流放大倍数记为 $\bar{\alpha}$, 反映收集电流 I_{CN} 与电子注入电流 I_{EN} 的比例关系

$$\bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_{EN}} \approx \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E}$$

$\bar{\alpha}$ 也间接反映了基区中非平衡少子的扩散与复合的比例, 所以 $\bar{\beta}$ 与 $\bar{\alpha}$ 有必然的换算关系

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_{BN}} = \frac{I_{CN}}{I_{EN} - I_{CN}} = \frac{\bar{\alpha} I_{EN}}{I_{EN} - \bar{\alpha} I_{EN}} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} \quad (2.4.1)$$

$$\bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_{EN}} = \frac{I_{CN}}{I_{BN} + I_{CN}} = \frac{\bar{\beta} I_{BN}}{I_{BN} + \bar{\beta} I_{BN}} = \frac{\bar{\beta}}{1 + \bar{\beta}} \quad (2.4.2)$$

$\bar{\beta}$ 和 $\bar{\alpha}$ 的取值取决于基区的宽度、掺杂浓度等因素, 每个晶体管制作完成后, 这两个表征其放大能力的参数就基本确定了, $\bar{\beta}$ 值一般在 20 到 200 之间, 而 $\bar{\alpha}$ 的取值大约在 0.97 到 0.99 之间。

在近似分析中, $\bar{\beta}$ 和 $\bar{\alpha}$ 通常用来描述晶体管极电流之间的比例关系

$$I_C \approx \bar{\beta}(I_B + I_{CBO}) + I_{CBO} = \bar{\beta}I_B + (1 + \bar{\beta})I_{CBO} = \bar{\beta}I_B + I_{CEO}$$

$$I_{CEO} = (1 + \bar{\beta})I_{CBO}$$

其中, I_{CEO} 称为穿透电流, 其值很小, 如果将其忽略, 则有

$$I_C \approx \bar{\beta}I_B \quad (2.4.3)$$

$$I_E = I_C + I_B = (1 + \bar{\beta})I_B \quad (2.4.4)$$

式(2.4.3)和式(2.4.4)是用 $\bar{\beta}$ 描述的晶体管极电流的关系。经过类似推导, 也可以将晶体管极电流的关系用 $\bar{\alpha}$ 进行描述

$$I_C = \bar{\alpha}I_E \quad (2.4.5)$$

$$I_B = (1 - \bar{\alpha})I_E \quad (2.4.6)$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.4.7)$$

以上是对放大状态下 NPN 型晶体管的电流分析。PNP 型晶体管中两个 PN 结的方向与 NPN 型晶体管中 PN 结的方向相反, 为使其也工作在发射结正偏、集电结反偏的工作状态, 需要相应地将外加直流偏置电压反一个方向, 如图 2.4.2(b) 所示。PNP 型晶体管的载流子电流分布也类似于 NPN 型晶体管中的情况, 只是自由电子和空穴互换角色, 电流的流向也反向。对 NPN 型晶体管的分析结果, 包括 $\bar{\beta}$ 和 $\bar{\alpha}$ 的换算关系, 以及分别用它们描述的极电流的关系仍然适用于 PNP 型晶体管。

下面仍用 NPN 型晶体管来说明晶体管放大交流信号的基本原理, 对 PNP 型晶体管, 读者可以自行分析。在图 2.4.2(a) 电路的基础上, 忽略空穴注入电流 I_{EP} 和反向饱和电流 I_{CBO} , 以简化分析。给晶体管的输入端叠加上交流电压 u_b , 如图 2.4.3(a) 所示。 u_b 使得发射结电压在原来的基础上发生变化, 但是因为 u_b 的振幅远小于 U_{BB} , 所以变化过程中发射结始终处于正偏状态。发射极电流 i_E 主要是电子注入电流 i_{CN} , 它与正偏电压 u_{BE} 有类似于式(2.3.1)给出的指数关系, 即晶体管电流方程

$$i_E \approx i_{CN} \approx i_C \approx I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} \quad (2.4.8)$$

所以随着正偏电压的微小变化产生明显改变。或者说,扩散过程发射结的自由电子数量随 u_b 显著变化。数量时变的自由电子经过基区时被少部分复合,产生一个时变的基区复合电流 i_{BN} , 以其为主构成的基极电流 i_B 也是时变的,但是振幅很小,考虑到 u_b 的振幅也很小,则晶体管的输入交流功率很少。大多数未被复合的自由电子到达反偏的集电结时,开始跨越集电结的漂移运动。漂移过程中, U_{CC} 产生的强电场对其做功,这样 U_{CC} 提供的直流功率通过电场做功变为了自由电子携带的功率。因为自由电子的数目是时变的,所以得到的是交流功率,这就实现了直流功率向交流功率的转移。所以收集电流 I_{CN} 可以有较大的振幅,以它为主构成的集电极电流 i_C 能够在电阻 R_C 上输出比较大的交流功率。因为 U_{CC} 取值较大,所以漂移过程中虽然 R_C 上电压变化较大,但是集电结始终保持在反偏状态。从这个过程可以看出,晶体管是通过把直流功率转换成交流功率来放大交流信号的。

2.4.2 晶体管的伏安特性

构成放大器时,需要在晶体管的两个极之间加上交流输入信号,在两个极上获得交流输出信号,所以晶体管的三个极有一个必然同时出现在电路的输入回路和输出回路中。如果是共用发射极,这种电路设计就称为共发射极组态。图 2.4.3 所示电路就是一个共发射极放大器。我们就以这一代表性设计讨论晶体管的伏安特性,即极电流与极间电压的关系。

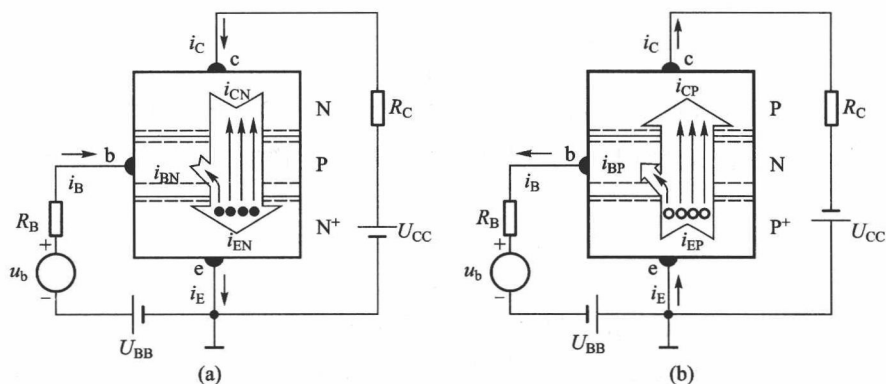


图 2.4.3 晶体管放大交流信号

(a) NPN 型晶体管 (b) PNP 型晶体管

在共发射极组态中,基极电流 i_B 是晶体管的输入电流,基极和发射极之间的电压 u_{BE} 是晶体管的输入电压,而晶体管的输出电流和输出电压则是集电极电流 i_C 和集电极与发射结之间的电压 u_{CE} 。

1. 输出特性

输出特性描述晶体管的输出电流与输出电压,即 i_C 与 u_{CE} 之间的关系。如图 2.4.4 所示,可以发现, i_C 与 u_{CE} 之间的关系曲线并不唯一,而是取决于输入电流 i_B 。当 i_B 变化时,输出特性曲线扫过多位区域可以分为三部分,分别称为放大区、饱和区和截止区。通过控制晶体管的发射结

和集电结的正偏与反偏,可以使工作点位于这三个区域内。

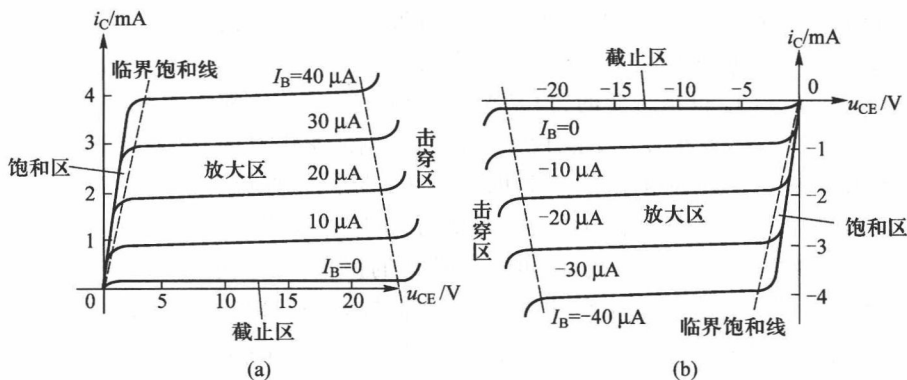


图 2.4.4 晶体管的输出特性

(a) NPN 型晶体管 (b) PNP 型晶体管

(1) 放大区

当晶体管的发射结正偏,而集电结反偏时,工作点在放大区内。在放大区内, i_B 对 i_C 的控制作用十分明显。可以用共发射极交流电流放大倍数来衡量 i_B 的变化量与 i_C 的变化量之间的关系,有

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \quad (2.4.9)$$

放大区内只要 $|i_C|$ 不是很大或很小, β 的取值基本上不随 i_C 变化,而且因为反向饱和电流 I_{CBO} 很小,所以 $\beta \approx \bar{\beta}$ 。另外,当 u_{CB} 为常数时, i_C 的变化量与 i_E 的变化量之比定义为共基极交流电流放大倍数,有

$$\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \quad (2.4.10)$$

$\alpha \approx \bar{\alpha}$, 所以 α 与 β 之间有与 $\bar{\alpha}$ 和 $\bar{\beta}$ 之间同样的换算关系。

放大区内的输出特性曲线近似水平,说明 u_{CE} 变化时, i_C 变化不大。所以当输出端接不同阻值的负载电阻时,虽然输出电压变化,但输出电流基本不变,从而实现了恒流输出。这一特点可以用来设计晶体管恒流源。严格地说,当 $|u_{CE}|$ 增大时,集电结反偏电压增大,PN 结变宽,基区则变窄,其中自由电子与空穴复合的几率减小,所以 $|i_B|$ 会略有减小。同一输出特性曲线要求 i_B 不变,即基区自由电子与空穴复合的几率保持不变,这只有通过增大发射结的注入电流来实现,结果造成了 $|i_C|$ 略有增大,这种现象称为基区宽度调制效应,简称为基调效应,表现为放大区内一定 i_B 对应的输出特性曲线随 $|u_{CE}|$ 的增大而略为外偏。

(2) 饱和区

当晶体管的发射结和集电结都正偏时,工作点进入饱和区。正偏的集电结不利于收集基区中的非平衡载流子,所以同一 i_B 对应的 $|i_C|$ 小于放大区的取值,而且 u_{CE} 不变时,不同的 u_{CE} 虽然能够改变发射结上的扩散电流,但该电流的变化基本上被基区复合电流的变化抵消,从而产生 i_B 的变化,而 i_C 不会明显改变,即 i_C 不受 i_B 的控制,所以饱和区中各条输出特性曲线彼此重合。

当集电结处于反偏和正偏之间的临界状态,即零偏时,对应的工作点的各个位置连成临界饱和线,这是放大区和饱和区的分界线。工作点位于饱和区时, u_{CE} 绝对值很小,而且基本不变,称为饱和压降,记做 $u_{CE(sat)}$ 。

(3) 截止区

截止区对应晶体管的发射结和集电结都反偏。反偏的 PN 结中的漂移电流决定了三个极电流与工作点位于放大区时的电流方向相反,而且绝对值很小。

如果 U_{CE} 过大,集电结反向击穿而引起 i_C 剧增,定义 $i_B=0$ 时的击穿电压为 $U_{(BR)CEO}$,使用中要注意这个问题。

2. 输入特性

输入特性描述的是晶体管的输入电流与输入电压,即 i_B 与 u_{BE} 之间的关系。如图 2.4.5 所示,对 NPN 型晶体管,当 u_{BE} 大于导通电压 $U_{BE(on)}$ 时,晶体管导通,即处于放大状态或饱和状态。这两种状态下, u_{BE} 近似等于 $U_{BE(on)}$,所以也可以认为 $U_{BE(on)}$ 是导通的晶体管输入端固定的管压降;当 $u_{BE} < U_{BE(on)}$ 时,晶体管进入截止状态。PNP 型晶体管导通要求 $u_{BE} < U_{BE(on)}$,否则处于截止状态。

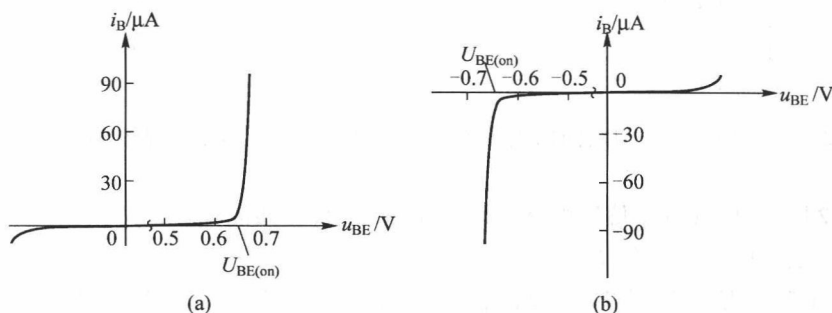


图 2.4.5 晶体管的输入特性

(a) NPN 型晶体管 (b) PNP 型晶体管

2.4.3 直流偏置下晶体管的工作状态分析

实际应用中,需要使晶体管的工作点位于放大区、饱和区或截止区,从而实现不同的功能。这是通过设计外电路,给晶体管加直流偏置电压,控制发射结和集电结的正偏与反偏来实现的。

分析晶体管放大器,首先需要确定直流偏置下晶体管的工作状态,并且计算三个电极电流和三个极间电压。可以通过逐步判断、假设和计算来进行这一工作,基本步骤如下:

(1) 根据外电路电源极性判断发射结是正偏还是反偏。如果发射结反偏或正偏电压不到 $|U_{BE(on)}|$,则晶体管处于截止状态, I_B 、 I_C 和 I_E 均为零,再由外电路计算极间电压 U_{BE} 、 U_{CE} 和 U_{CB} 。

(2) 如果第(1)步判断发射结正偏电压达到 $|U_{BE(on)}|$,则晶体管处于放大状态或饱和状态,再判断集电结是正偏还是反偏。如果集电结反偏,则晶体管处于放大状态,这时 $U_{BE} = U_{BE(on)}$ 。根据外电路和 $|U_{BE(on)}|$ 计算 I_B ,接下来计算 $I_C = \beta I_B$, $I_E = I_B + I_C$,再由这三个电极和外电路计算 U_{CE} 和 U_{CB} 。

(3) 如果第(2)步判断集电结正偏,则晶体管处于饱和状态。这时 $U_{BE} = U_{BE(on)}$, $U_{CE} = U_{CE(sat)}$, $U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$,再由这三个极间电压和外电路计算 I_B 、 I_C 和 I_E 。

【例 2.4.1】晶体管直流偏置电路如图 2.4.6 所示。已知晶体管的 $U_{BE(on)} = 0.6 \text{ V}$, $\beta = 50$ 。当输入电压 U_i 分别为 0 V 、 3 V 和 5 V 时,判断晶体管的工作状态,并计算输出电压 U_o 。

解:晶体管三个电极电流的方向如图 2.4.6 所示。当 $U_i = 0 \text{ V}$ 时,晶体管处于截止状态, $I_C = 0$, $U_o = U_{CC} - I_C R_C = 12 \text{ V}$ 。当 $U_i = 3 \text{ V}$ 时,晶体管处于放大或饱和状态,假设晶体管处于放大状态。 $I_B = [U_i - U_{BE(on)}] / R_B = 40 \mu\text{A}$, $I_C = \beta I_B = 2 \text{ mA}$, $U_{CB} = U_C - U_B = (U_{CC} - I_C R_C) - U_{BE(on)} = 3.4 \text{ V} > 0 \text{ V}$,所以集电结反偏,假设成立, $U_o = U_c = 4 \text{ V}$;当 $U_i = 5 \text{ V}$ 时,计算得到 $U_{CB} = -3.27 \text{ V} < 0 \text{ V}$,所以晶体管处于饱和状态, $U_o = U_{CE(sat)}$ 。

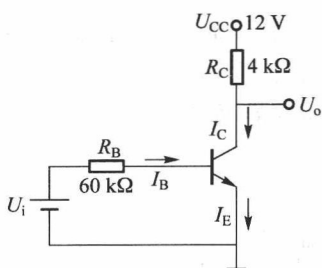


图 2.4.6 计算 NPN 晶体管的工作状态

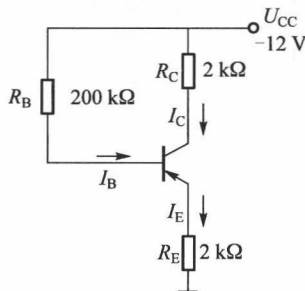


图 2.4.7 计算 PNP 晶体管的工作状态

【例 2.4.2】晶体管直流偏置电路如图 2.4.7 所示,已知晶体管的 $U_{BE(on)} = -0.7 \text{ V}$, $\beta = 50$ 。判断晶体管的工作状态,并计算 I_B 、 I_C 和 U_{BE} 。

解:图 2.4.7 中晶体管是 PNP 型, $U_{BE(on)} = U_B - U_E = (U_{CC} - I_B R_B) - I_E R_E = U_{CC} - I_B R_B - (1 + \beta) I_B R_E = -0.7 \text{ V}$,得到 $I_B = -37.4 \mu\text{A} < 0 \text{ A}$,所以晶体管处于放大或饱和状态。 $I_C = \beta I_B = -1.87 \text{ mA}$, $U_{CB} = U_C - U_B = (U_{CC} - I_C R_C) - (U_{CC} - I_B R_B) = -3.74 \text{ V} < 0 \text{ V}$,所以集电结反偏,晶体管处于放大状态, $I_B = -37.4 \mu\text{A}$, $I_C = -1.87 \text{ mA}$, $U_{CE} = U_{CB} + U_{BE(on)} = -4.44 \text{ V}$ 。

在实际应用中,根据设计要求,经常需要选择合适的电子器件,以保证电路的优良特性、正常运转和器件安全,选择的依据是任务需求和器件参数。人们最关注的双极型晶体三极管主要参数为: β 值、最大允许电流 I_{Cmax} 、最大允许功耗 P_{Cmax} 、反向击穿电压 U_{BRCE0} 、最高工作频率 f_{max} (一般给出 β 下降到 1 所对应的特征频率 f_T) 等。

2.5 场效应管

场效应晶体管简称场效应管。场效应管制作工艺简单,集成度高,便于制作到集成电路中。场效应管与晶体管一起成为两类重要的半导体有源器件。

2.5.1 结型场效应管

结型场效应管简记为 JFET (Junction Field Effect Transistor)。根据导电沟道是 N 型半导体还是 P 型半导体, JFET 又分为 N 沟道 JFET 和 P 沟道 JFET,其原理结构和电路图形符号如图 2.5.1

所示。

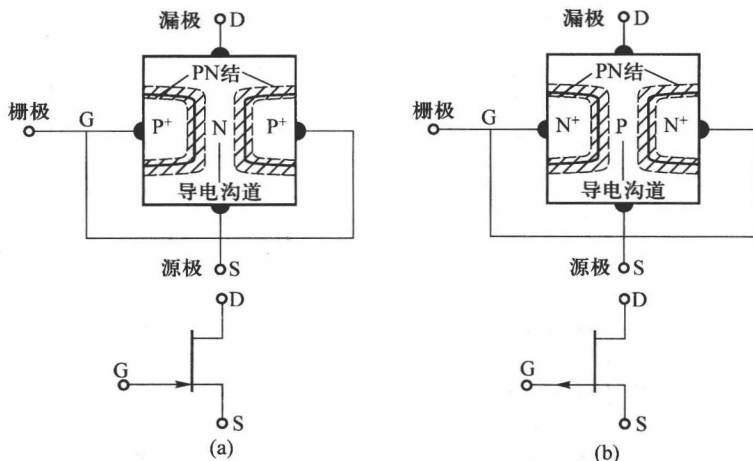


图 2.5.1 JFET 的原理结构和电路图形符号

(a) N 沟道 JFET (b) P 沟道 JFET

从结构上看, N 沟道 JFET 是在一块 N 型半导体的两侧, 通过高浓度扩散形成两个重掺杂的 P^+ 区, 得到两个 PN 结, 中间的 N 型半导体形成导电沟道。P 沟道 JFET 的半导体材料结构则正好相反。JFET 的两个重掺杂区接在一起, 引出一个电极, 称为栅极 (G——Gate), 导电沟道两端各自引出一个电极, 分别称为源极 (S——Source) 和漏极 (D——Drain)。

1. 工作原理

以 N 沟道 JFET 为例, 如图 2.5.2(a) 所示。当漏极和源极之间加上漏源电压 U_{DS} 时, N 型导电沟道中形成方向如图所示的电场, 在该电场作用下, 多子——自由电子产生漂移运动, 形成漏极电流 I_D 。当栅极和源极之间的栅源电压 U_{GS} 为零时, 导电沟道最宽, I_D 最大, 记作 I_{DSS} 。当栅源电压 U_{GS} 为负时, 由于两个反偏的 PN 结都变厚, 因此导电沟道变窄, 沟道电阻变大, 所以 I_D 变小。当 $|U_{GS}|$ 足够大时, PN 结的扩张导致导电沟道完全被夹断, 结果 I_D 减小到零, 此时的 U_{GS} 称为夹断电压, 记为 $U_{GS(off)}$ 。所以 U_{GS} 的改变可以控制 I_D 的大小。因为反偏的 PN 结上仅有很微小的反向饱和电流, 栅极电流 $I_G \approx 0$, 所以场效应管的输入阻抗很大, 源极电流 I_S 则和漏极电流 I_D 相等。为了保证 PN 结的反偏, 并实现 U_{GS} 对 I_D 的有效控制, N 沟道 JFET 的 U_{GS} 不能大于零。

P 沟道 JFET 有类似的工作原理, 由于 PN 结方向相反, 因此外加电压也应该反向, U_{GS} 大于零以保证 PN 结的反偏, 并控制空穴作为多子产生的漂移电流的大小。漂移电流的方向也与 N 沟道 JFET 相反, 如果以 N 沟道 JFET 的电流电压方向为正方向, 则 P 沟道 JFET 的电流电压取值为负。

2. 特性曲线

场效应管的输出特性描述的是以栅源电压 u_{GS} 为参变量时, 漏极电流 i_D 与漏源电压 u_{DS} 之间的关系, 如图 2.5.3 所示。关系曲线的分布区域主要分为三部分, 每部分曲线的特性不同。可以通过改变 u_{GS} 和 u_{DS} , 使工作点位于不同的区域。

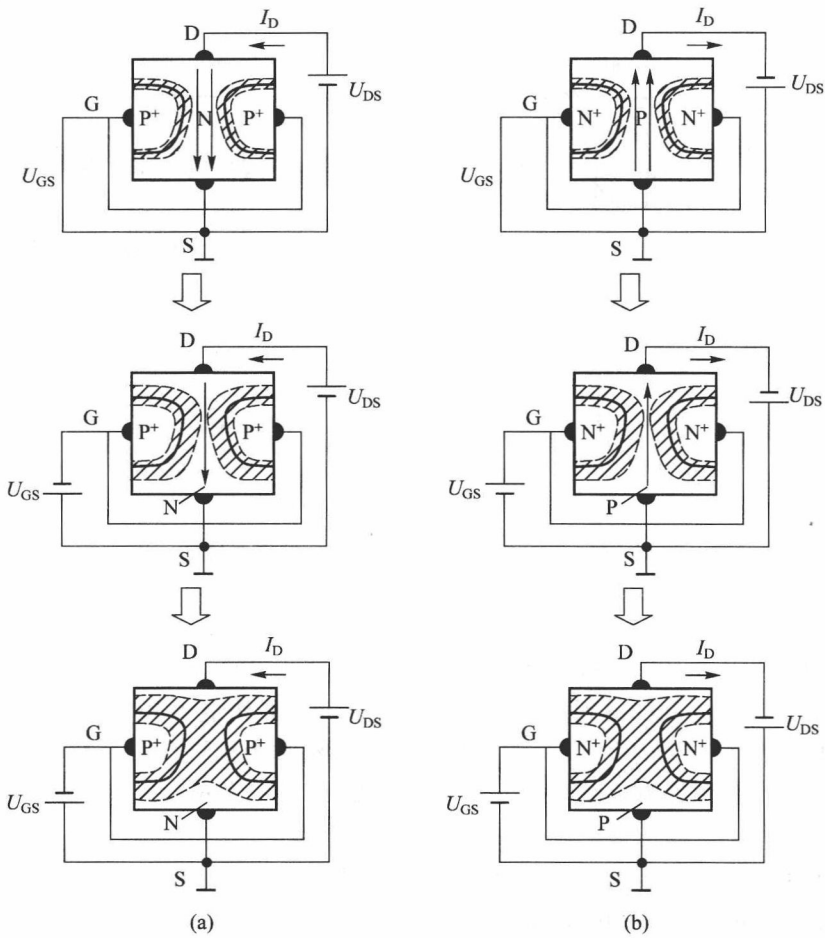


图 2.5.2 JFET 的工作原理
(a) N 沟道 JFET (b) P 沟道 JFET

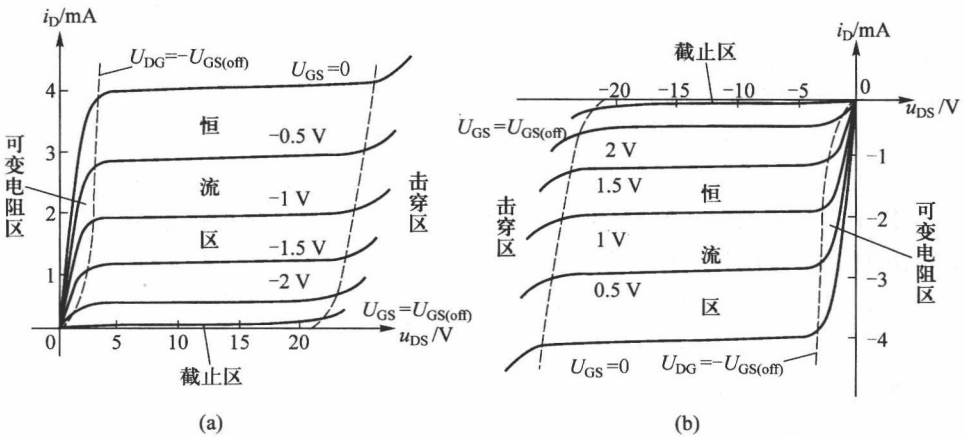


图 2.5.3 JFET 的输出特性
(a) N 沟道 JFET (b) P 沟道 JFET

(1) 恒流区

当 $|u_{GS}| < |U_{GS(off)}|$, 同时 $|u_{DG}| = |u_{DS} - u_{GS}| > |U_{GS(off)}|$ 时, 工作点位于恒流区内。恒流区内 u_{GS} 对 i_D 的控制能力很强, 二者呈平方率关系。对固定的 u_{GS} , u_{DS} 变化时, i_D 的改变很小。

当 $|u_{DG}| > |U_{GS(off)}|$ 时, 在靠近漏极处, 因为 PN 结变厚, 导电沟道被局部夹断, 称为预夹断, 如图 2.5.4 所示。 $|u_{DS}|$ 增大时, 电压的增加量主要分布在局部夹断区, 对导电沟道的导电能力影响较小, 所以 u_{DS} 对 i_D 的控制能力很弱。

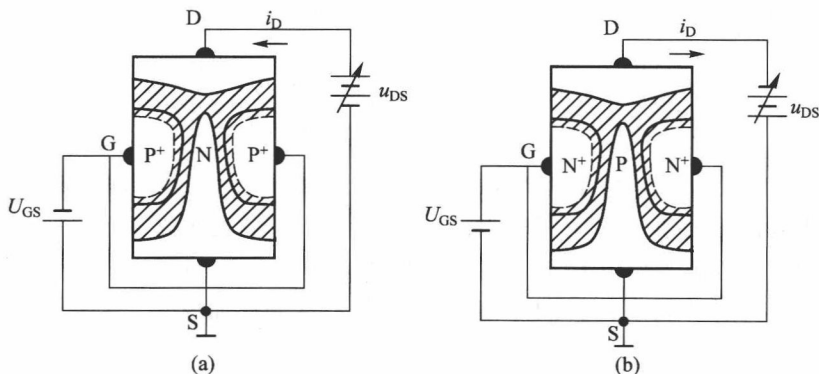


图 2.5.4 JFET 的预夹断

(a) N 沟道 JFET (b) P 沟道 JFET

(2) 可变电阻区

当 $|u_{GS}| < |U_{GS(off)}|$ 而 $|u_{DG}| < |U_{GS(off)}|$ 时, 工作点进入可变电阻区。因为此时没有产生预夹断, 所以 u_{DS} 的变化直接影响导电沟道中的电场强度, 从而明显改变 i_D 的大小。关系曲线的斜率随着 $|u_{GS}|$ 的增大而减小, 交流输出电阻 $r_{DS} = \Delta u_{DS} / \Delta i_D$ 则变大, 说明 u_{GS} 的变化可以改变 r_{DS} 的数值, 所以此区域称为可变电阻区。

(3) 截止区

截止区对应 $|u_{GS}| > |U_{GS(off)}|$ 。此时导电沟道被全部夹断, $i_D = 0$ 。

另外, 如果 $|u_{DS}|$ 足够大, 则 PN 结在靠近漏极的局部会击穿, i_D 急剧增大, 相应的区域称为击穿区。

i_D 与 u_{GS} 的关系称为场效应管的转移特性, 如图 2.5.5 所示。在恒流区内, i_D 与 u_{GS} 的平方率关系可以描述为

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (\text{N 沟道 JFET}) \quad (2.5.1)$$

2.5.2 绝缘栅场效应管

绝缘栅场效应管又称为金属氧化物半导体场效应管, 记为 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), 其栅极和导电沟道之间有一层很薄的 SiO_2 绝缘体, 所以比 JFET 有更高的输入阻抗, 并由于功耗低和集成度高的特点被广泛应用到大规模集成电路中。根据结构上是否存在原始导电沟道, MOSFET 又分为增强型 MOSFET 和耗尽型 MOSFET。

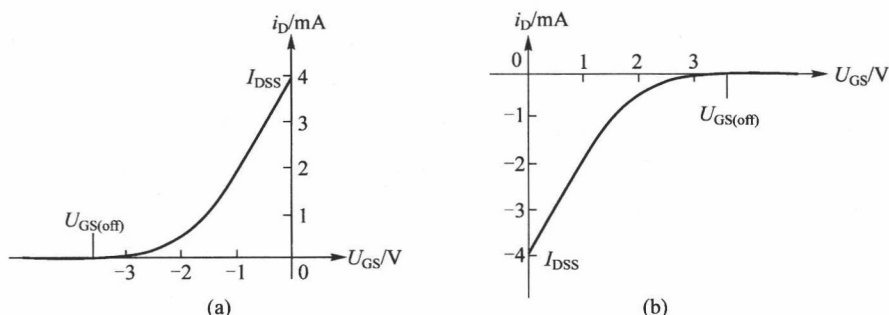


图 2.5.5 JFET 的转移特性

(a) N 沟道 JFET (b) P 沟道 JFET

如图 2.5.6(a) 所示, 在一块 P 型半导体衬底上, 通过高浓度扩散形成两个重掺杂的 N^+ 区, 分别引出电极得到源极 S 和漏极 D, 衬底引出电极 B, 两个 N^+ 区之间的衬底表面覆盖了 SiO_2 绝缘层, 其上蒸铝, 引出电极成为栅极 G, 这样就制作出 N 沟道增强型 MOSFET。P 沟道增强型 MOSFET 则是用 N 型半导体作衬底, 在其上扩散形成两个 P^+ 区制作而成。

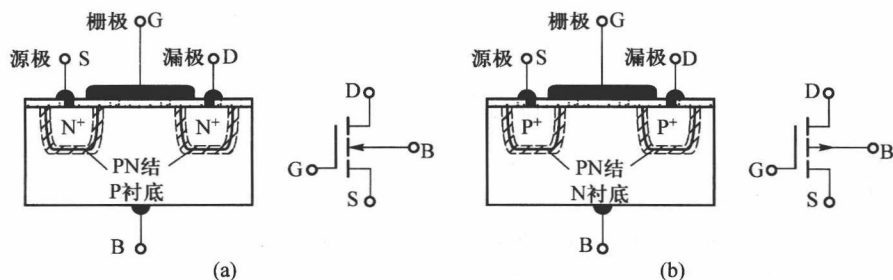


图 2.5.6 增强型 MOSFET 的原理结构和电路图形符号

(a) N 沟道增强型 MOSFET (b) P 沟道增强型 MOSFET

增强型 MOSFET 在结构上不存在原始导电沟道, 如果制作过程中通过离子掺杂, 利用离子电场对空穴和自由电子的排斥与吸引, 在紧靠绝缘层的衬底表面形成与重掺杂区同型的原始导电沟道, 连通两个重掺杂区, 就得到了耗尽型 MOSFET, 其原理结构和电路图形符号如图 2.5.7 所示。

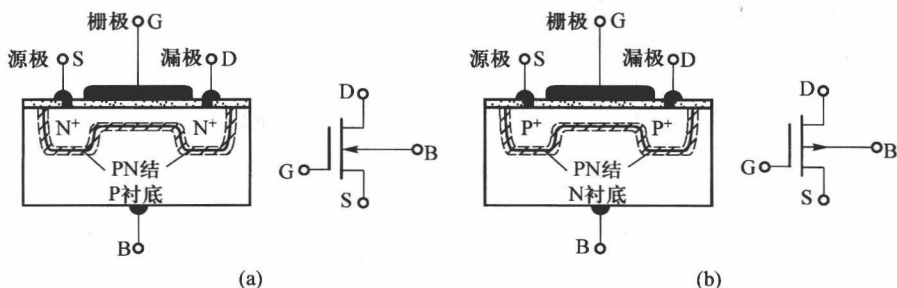


图 2.5.7 耗尽型 MOSFET 的原理结构和电路图形符号

(a) N 沟道耗尽型 MOSFET (b) P 沟道耗尽型 MOSFET

1. 工作原理

图 2.5.8(a) 所示的 N 沟道增强型 MOSFET 中, 当栅源电压 $U_{GS}=0$ 时, 两个 N^+ 区之间被两个 PN 结隔开, 由于两个 PN 结反向, 因此虽有漏源电压 U_{DS} , 但是漏极电流 I_D 始终为零。当 $U_{GS}>0$ 时, 栅极和 P 型衬底之间产生垂直向下的电场。在电场作用下, 衬底上表面的多子——空穴被向下排斥, 而衬底中的少子——自由电子则被吸引到表面处, 结果该区域中空穴数量减少, 自由电子数量增加。当 U_{GS} 足够大时, 衬底表面上的自由电子浓度将明显超过空穴浓度, 结果该区域从 P 型变成了 N 型, 称为反型层。该反型层将两个 N^+ 区连通, 形成沿表面的导电沟道, 与外电路构成回路, 在 U_{DS} 的作用下, 产生 I_D 。此时的 U_{GS} 称为开启电压 (或阈值电压), 记为 $U_{GS(th)}$ 。此后, U_{GS} 进一步增大, 导电沟道变宽, I_D 也将继续增大, 所以改变 U_{GS} 可以控制 I_D 的大小。由于绝缘层的存在, 栅极电流 $I_G=0$, 因此输入阻抗极大, 源极电流 I_S 则和漏极电流 I_D 相等, 反偏的 PN 结使得衬底电流 $I_B \approx 0$ 。

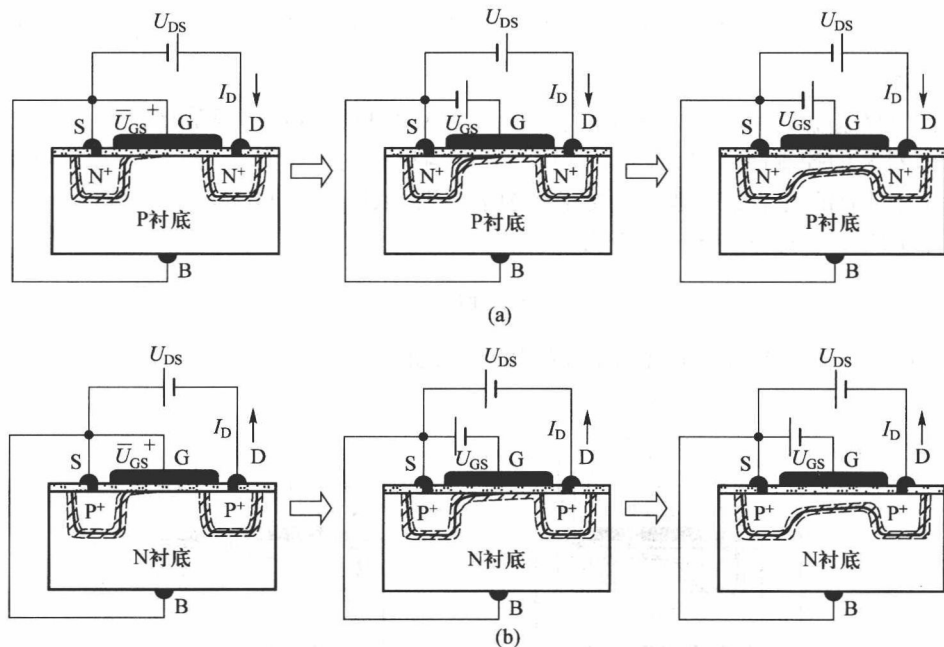


图 2.5.8 增强型 MOSFET 的工作原理

(a) N 沟道增强型 MOSFET (b) P 沟道增强型 MOSFET

因为存在原始导电沟道, 所以 N 沟道耗尽型 MOSFET 在 $U_{GS}=0$ 时就存在 $I_D=I_{D0}$ 。 U_{GS} 的增大将加宽导电沟道的宽度, 从而增大 I_D 。当 $U_{GS}<0$ 时, 其在导电沟道中产生的电场与掺杂离子产生的电场反向, 总电场减弱, 从而导电沟道变窄, I_D 变小。直到 $|U_{GS}|$ 足够大时, 导电沟道消失, $I_D=0$, 此时的 U_{GS} 亦称为夹断电压, 同样记为 $U_{GS(off)}$ 。

读者可以参照图 2.5.8(b) 自行分析 P 沟道 MOSFET 的工作原理。

2. 特性曲线

首先分析增强型 MOSFET 的输出特性。如图 2.5.9 所示, 曲线的分布区域也主要分为恒流区、可变电阻区和截止区三部分。

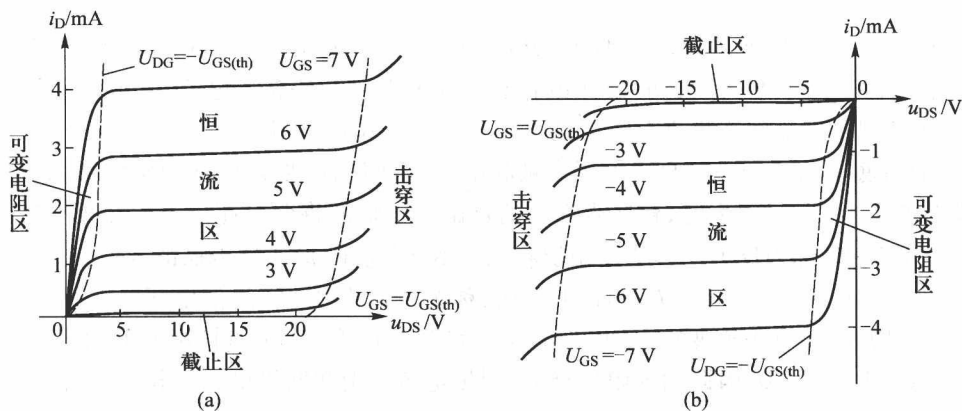


图 2.5.9 增强型 MOSFET 的输出特性

(a) N 沟道增强型 MOSFET (b) P 沟道增强型 MOSFET

(1) 恒流区

当 $|u_{GS}| > |U_{GS(th)}|$, 同时 $|u_{DG}| < |U_{GS(th)}|$ 时, 工作点在恒流区内。恒流区内 u_{GS} 对 i_D 的控制能力强, 而 u_{DS} 对 i_D 的控制能力弱, 后者也是由于导电沟道产生了如图 2.5.10 所示的预夹断。恒流区中各个 U_{GS} 对应的关系曲线延长将交于横轴上一点, 如图 2.5.11 所示。交点的电压称为厄尔利电压, 记为 U_A 。定义沟道调制系数为

$$\lambda = \frac{1}{|U_A|} \quad (\text{N 沟道增强型 MOSFET}) \quad (2.5.2)$$

λ 表示 u_{DS} 对 i_D 的微弱控制。恒流区中曲线较平坦, 所以 $|U_A|$ 很大而 λ 很小。

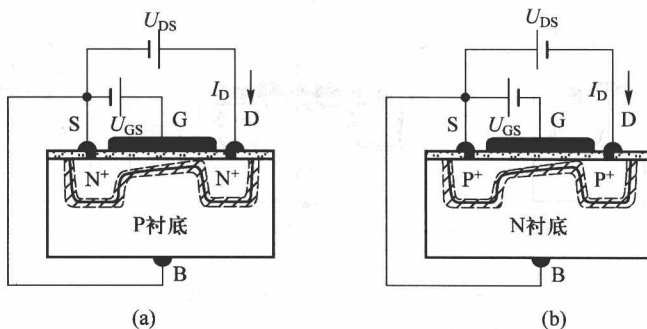


图 2.5.10 增强型 MOSFET 的预夹断

(a) N 沟道增强型 MOSFET (b) P 沟道增强型 MOSFET

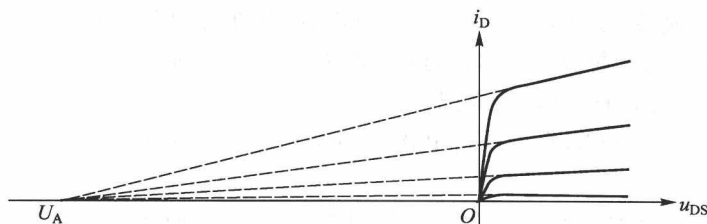


图 2.5.11 N 沟道增强型 MOSFET 的厄尔利电压

(2) 可变电阻区

当 $|u_{GS}| > |U_{GS(th)}|$ 而 $|u_{DG}| > |U_{GS(th)}|$ 时, 工作点进入可变电阻区。此时 u_{DS} 的变化明显, 改变 i_D 的大小。同时交流输出电阻 r_{DS} 随着 $|u_{GS}|$ 的增大而减小。

(3) 截止区

截止区对应 $|u_{GS}| < |U_{GS(th)}|$ 。此时导电沟道尚未形成, $i_D = 0$ 。

增强型 MOSFET 的转移特性如图 2.5.12 所示。在恒流区内, i_D 与 u_{GS} 仍呈平方率关系

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{GS(th)})^2 \quad (\text{N 沟道增强型 MOSFET}) \quad (2.5.3)$$

式中: μ_n 为导电沟道中自由电子运动的迁移率; C_{ox} 为单位面积的栅极电容; 而 W 和 L 分别为导电沟道的宽度和长度, W/L 为宽长比。如果计入 u_{DS} 对 i_D 的微弱作用, 则需要用沟道调制系数 λ 修正公式, 结果为

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{GS(th)})^2 (1 + \lambda u_{DS}) \quad (\text{N 沟道增强型 MOSFET}) \quad (2.5.4)$$

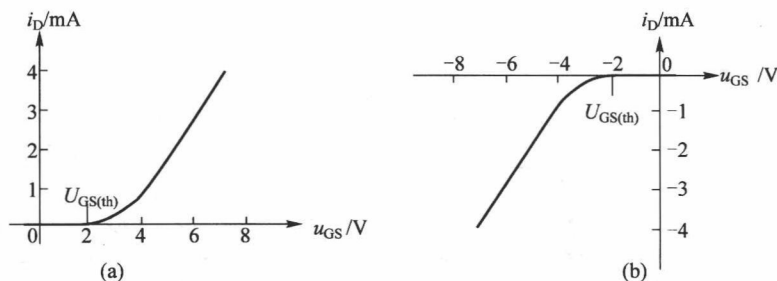


图 2.5.12 增强型 MOSFET 的转移特性

(a) N 沟道增强型 MOSFET (b) P 沟道增强型 MOSFET

耗尽型 MOSFET 的转移特性如图 2.5.13 所示, 其工作点位于恒流区、可变电阻区和截止区对应的电压关系类似于结型场效应管 (JFET)。

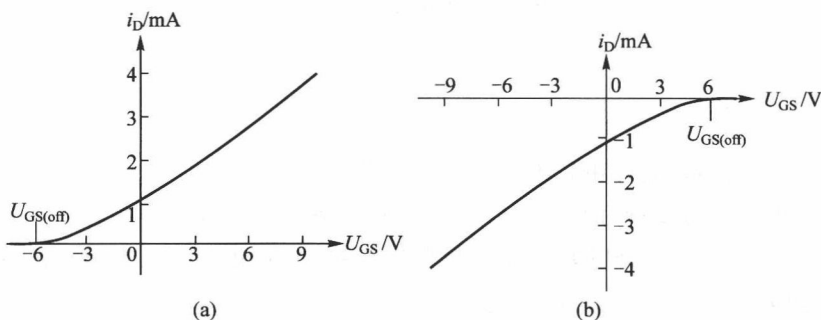


图 2.5.13 耗尽型 MOSFET 的转移特性

(a) N 沟道耗尽型 MOSFET (b) P 沟道耗尽型 MOSFET

2.5.3 各种场效应管的比较以及场效应管与晶体管的对比

1. 各种场效应管的比较

为了便于比较区分六种场效应管,图 2.5.14 中一并给出了它们的电路图形符号。图 2.5.15 则在同一坐标系中对比了各种场效应管的输出特性和转移特性。

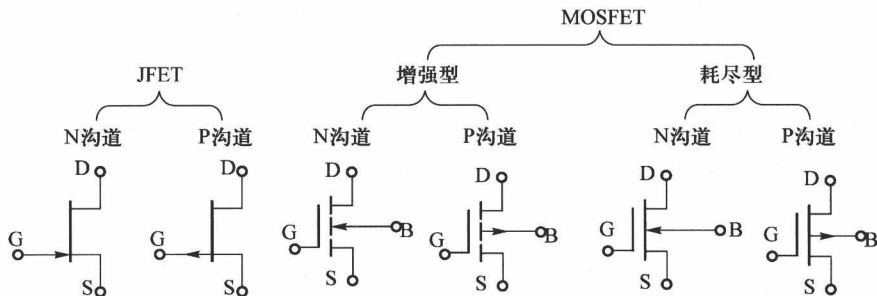


图 2.5.14 六种场效应管的电路图形符号对比

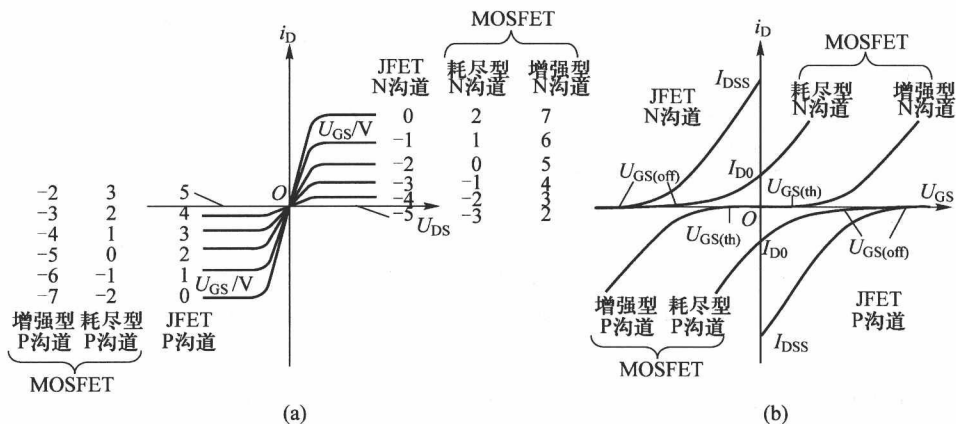


图 2.5.15 六种场效应管的特性对比

(a) 输出特性 (b) 转移特性

2. 场效应管和晶体管的比较

同样是有源器件,场效应管和晶体管的主要区别包括:

晶体管处于放大状态或饱和状态时,存在一定的基极电流,输入电阻较小。场效应管中,JFET 的输入端 PN 结反偏,MOSFET 则用 SiO_2 绝缘体隔离了栅极和导电沟道,所以场效应管的栅极电流近似为零 ($I_G \approx 0$),输入电阻极大。

晶体管中自由电子和空穴同时参与导电,导电主要依靠基区中非平衡少子的扩散运动,所以导电能力容易受外界因素(如温度)的影响。场效应管只依靠自由电子和空穴之一在导电沟道中作漂移运动实现导电,导电能力不易受环境的干扰。

晶体管的电流-电压关系为指数方程,即 $i_c = I_s e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$,而场效应管的电流-电压关系为平方律

方程,结型场效应管为 $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2$, MOS 增强型为 $i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{GS(th)})^2$ 。

场效应管的源极和漏极结构对称,可以互换使用。晶体管中,虽然发射区和集电极是同型的杂质半导体,但因制作工艺不同,掺杂浓度差异大,二者不能互换使用。

2.5.4 直流偏置下场效应管的工作状态分析

为了实现不同的功能,场效应管也需要通过直流偏置电路使其工作点位于恒流区、可变电阻区或截止区。

【例 2.5.1】 判断图 2.5.16 中场效应管的工作状态。

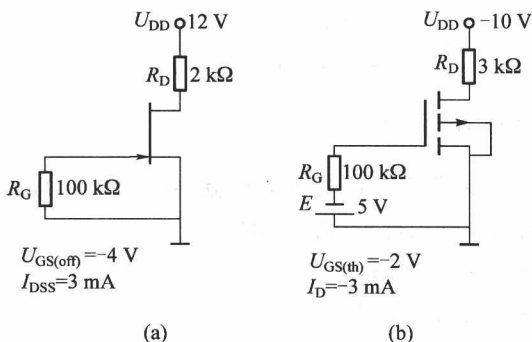


图 2.5.16 判断场效应管的工作状态
(a) N 沟道 JFET (b) P 沟道增强型 MOSFET

解: 图 2.5.16(a) 中是 N 沟道 JFET, $U_{GS} = 0 > U_{GS(off)}$, 所以该场效应管工作在恒流区或可变电阻区, 且 $I_D = I_{DSS}$, $U_{DG} = U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D = 6 \text{ V} > -U_{GS(off)}$, 所以该场效应管工作在恒流区。图 2.5.16(b) 中是 P 沟道增强型 MOSFET, $U_{GS} = -5 \text{ V} < U_{GS(th)}$, 故该场效应管工作在恒流区或可变电阻区, $U_{DG} = U_{DD} - I_D R_D - U_{GS} = 4 \text{ V} > -U_{GS(th)}$, 所以该场效应管工作在可变电阻区。

在实际应用中,人们最关注的场效应管的主要参数为:跨导 g_m ($g_m = \Delta i_D / \Delta u_{GS}$)、开启电压 $U_{GS(th)}$ (增强型 MOS 管)、最大允许电流 I_{Dmax} 、最大允许功耗 P_{Dmax} 、反向击穿电压 U_{BRDS0} 、最高工作频率 f_{max} 等。

2.6 晶体管和场效应管的低频交流小信号简化模型

晶体管和场效应管都是非线性有源器件,但是对放大电路而言,只要直流偏置电路设置正确,且信号较小,使器件始终工作在放大区的一个小范围内(如图 2.6.1 所示),在这个小范围内,器件特性可视为“线性”,适用信号的线性迭加原理,各极电流电压均包含一个直流分量和一个交流分量,如式 2.6.1a、2.6.1b 所示。故在直流工作点(Q 点)分析基础上,器件的电流电压变化量之间的关系可用一个交流小信号模型来近似等效,模型中各参数越接近器件的实际工作状态,即模型越准确,这种等效分析的精度越高,因此,在电路的计算机辅助分析和设计中,器件的模型参数高达几十个。但在大多数应用中,在保证一定精度的前提下,尽量简化器件模型,以实

现工程上的快速估算和设计。必须指出,模型参数值随着工作点 Q 的变化而变化。

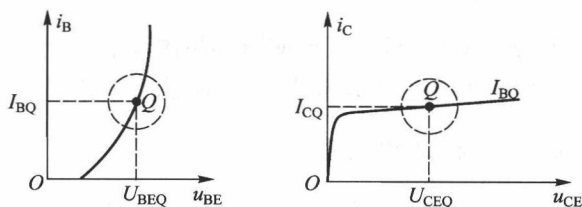


图 2.6.1 工作在放大区小范围的晶体管

$$u_{BE} = U_{BEQ} + u_{be}, i_B = I_{BQ} + i_b \quad (2.6.1a)$$

$$i_C = I_{CQ} + i_c, u_{CE} = U_{CEQ} + u_{ce} \quad (2.6.1b)$$

2.6.1 晶体管的低频交流小信号模型

如图 2.6.2(a) 所示,专门来研究晶体管各极交流小信号分量的关系。这里讨论晶体管的低频小信号模型,所以不考虑晶体管内部电容的影响。

1. 首先看 u_{be} 变化引起 i_b 的变化量

从晶体管输入特性 $i_B = f(u_{BE})$ 得 i_B 的交变分量 i_b 为

$$i_b = \Delta i_B = \left. \frac{di_B}{du_{BE}} \right|_Q \Delta u_{BE} = \left. \frac{di_B}{di_E} \cdot \frac{di_E}{du_{BE}} \right|_Q u_{be} \quad (2.6.2a)$$

式中

$$\frac{di_E}{di_B} = 1 + \beta \quad \frac{du_{BE}}{di_E} = r_e$$

则有

$$\frac{u_{be}}{i_b} = r_{be} = (1 + \beta) r_e \quad (2.6.2b)$$

又知

$$i_E = I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$$

可得

$$r_e = \frac{1}{\left. \frac{di_E}{du_{BE}} \right|_Q} = \frac{1}{\frac{1}{U_T} I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}} \bigg|_Q = \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx \frac{U_T}{I_{CQ}} = \frac{26(\text{mV})}{I_{CQ}(\text{mA})} \quad (\text{常温下}) \quad (2.6.2c)$$

故

$$r_{be} = (1 + \beta) r_e = (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{CQ}(\text{mA})} \quad (2.6.3)$$

可见晶体管 b-e 间可等效为一个电阻 r_{be} , 如图 2.6.2(b) 所示。实际上, r_{be} 表示输入特性在 Q 点的斜率倒数, 工作点 Q 变化, 该参数将随之变化。

2. i_b 对 i_c 的控制作用

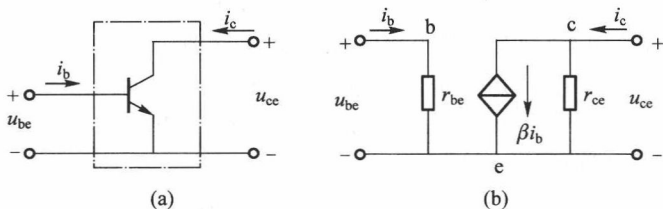


图 2.6.2 晶体管及其低频交流小信号简化模型

(a) 晶体管 (b) 低频交流小信号简化模型

i_b 对 i_c 的控制体现了晶体管的电流放大作用,如图 2.6.2(b) 所示,用一受控源 βi_b 表示。晶体管相当于一个流控电流源。

3. u_{ce} 对 i_c 的影响

u_{ce} 对 i_c 的影响用一电阻 r_{ce} 表示,如图 2.6.2(b) 所示。 r_{ce} 表现为输出特性有微小的斜度,即 u_{ce} 增大, i_c 有微小的增大,如图 2.6.3 所示。将输出特性延长,交于 u_{ce} 负轴上的一点,该点到原点的电压称为厄尔利电压,记为 U_A , u_{ce} 对 i_c 控制能力越小,输出特性曲线越平,则 U_A 越大,一般 U_A 为 100 V 到几百伏。由图可见,对应工作点 Q 的 r_{ce} 为

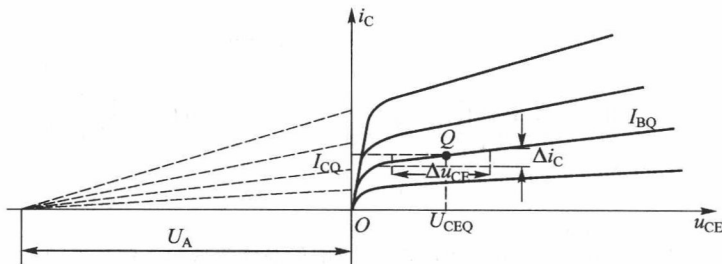
$$r_{ce} = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta i_C} \approx \frac{U_A}{I_{CQ}} \quad (2.6.4)$$

一个简化的晶体管小信号模型如图 2.6.2(b) 所示. 它只有三个模型参数:

$$\text{管子的输入电阻 } r_{be} = (1+\beta)r_e = (1+\beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{CQ}(\text{mA})}$$

电流放大倍数 β

$$\text{管子的输出电阻 } r_{ce} = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta i_C} \approx \frac{U_A}{I_{CQ}}$$

图 2.6.3 r_{ce} 的定义及利用厄尔利电压求 r_{ce}

【例 2.6.1】某晶体管的 $\beta=100$, 工作点 Q 的电流 $I_{CQ}=1\text{ mA}$, 厄尔利电压 $U_A=120\text{ V}$, 试问晶体管的输入电阻 $r_{be}=?$ 输出电阻 $r_{ce}=?$

$$\text{解: } r_{be} = (1+\beta)r_e = (1+100) \frac{26\text{ mV}}{1\text{ mA}} = 101 \times 26\Omega = 2.6\text{ k}\Omega$$

$$r_{ce} = \frac{U_A}{I_{CQ}} = \frac{120\text{ V}}{1\text{ mA}} = 120\text{ k}\Omega$$

4. 用 $g_m u_{be}$ 表示受控源

如果将图 2.6.2(b) 的受控源变换为压控电流源, 且用 $g_m u_{be}$ 表示, 如图 2.6.4 所示, 其中 g_m 称为晶体管的跨导, 对比图 2.6.4 与图 2.6.2(b), 得 $g_m u_{be} = \beta i_b$ 故

$$g_m = \frac{\beta i_b}{u_{be}} = \frac{\beta}{r_{be}} = \frac{\beta}{(1+\beta)r_e} = \frac{I_{CQ}}{26 \text{ mV}} = \frac{I_{CQ} \text{ mA}}{26 \text{ mV}} \quad (2.6.5)$$

g_m 的量纲为电导, 也称为“西门子(S)”。

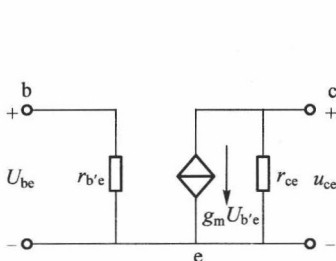


图 2.6.4 用压控电流源表示的低频小信号模型

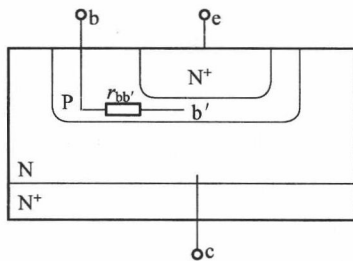


图 2.6.5 基区体电阻 $r_{bb'}$ 的影响

5. 考虑基区体电阻 $r_{bb'}$ 的影响

再仔细一点, 考虑基区体电阻 $r_{bb'}$ 的影响, 如图 2.6.5 所示, 由于基区很薄, 且轻掺杂, 基区本身的体电阻 $r_{bb'}$ 不可忽略, 高频管的 $r_{bb'}$ 一般为几十欧, 低频管的 $r_{bb'}$ 一般为几百欧, 考虑基区体电阻 $r_{bb'}$ 的影响的小信号模型如图 2.6.6 所示, 图中 b' 称为“内基极”, 计入基区体电阻 $r_{bb'}$ 影响的 r_{be} 为

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = r_{bb'} + (1+\beta)r_e \quad (2.6.6)$$

注意: 在图 2.6.2(b) 模型中, 一是忽略了所有势垒电容与扩散电容的影响; 二是忽略了 u_{ce} 对 i_b 的影响; 三是忽略了集电结电阻 r_{cb} 的影响 (因为集电结反偏, r_{cb} 非常大)。所以该模型是分析低频小信号的“最简”模型。

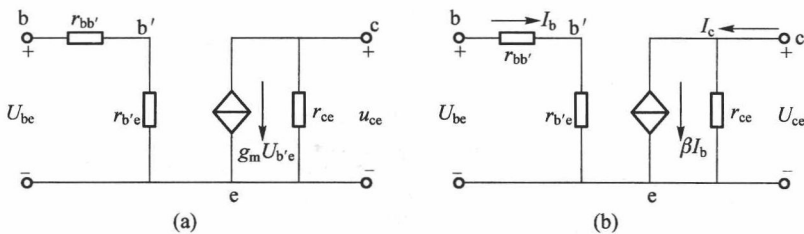


图 2.6.6 计入基区体电阻 $r_{bb'}$ 影响的晶体管低频小信号模型
(a) 以电压 $U_{b'e}$ 作为控制变量的模型 (b) 以电流 I_b 作为控制变量的模型

2.6.2 场效应管的低频交流小信号模型

由于场效应管的栅极电流 $i_g = 0$, 所以场效应管的低频交流小信号模型比双极型晶体管要简单得多, 如图 2.6.7 所示, 图中 g_m 为工作点处的跨导, 根据定义

$$g_m = \left. \frac{di_d}{du_{gs}} \right|_Q \quad (2.6.7)$$

表示栅源电压 u_{gs} 对漏极电流 i_d 的控制能力。即场效应管转移特性在 Q 点的斜率。图中场效应

管的输出电阻

$$r_{ds} = \left. \frac{du_{DS}}{di_D} \right|_Q \approx \frac{U_A}{I_{DQ}} \quad (2.6.8)$$

式中, U_A 为场效应管输出特性的厄尔利电压, I_{DQ} 为工作点的漏极电流。

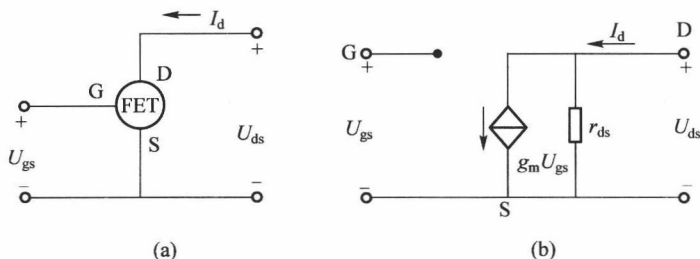


图 2.6.7 场效应管的低频交流小信号模型

(a) 场效应管 (b) 场效应管低频交流小信号模型

本章小结

1. N 型半导体和 P 型半导体是本征半导体分别加入五价原子和三价原子的杂质半导体。N 型半导体中, 自由电子是多子而空穴是少子; P 型半导体中, 空穴是多子而自由电子是少子。多子浓度由掺杂浓度决定, 少子浓度很低且随温度的变化而改变。

2. P 型半导体和 N 型半导体结合面处形成 PN 结, 具有单向导电特性、击穿特性和电容特性。

3. 晶体二极管由 PN 结构成。大信号时表现为开关特性。主要应用包括整流、限幅、电平选择和峰值检波。稳压二极管利用 PN 结的击穿特性工作。当输入电压波动或负载电阻变化时, 稳压二极管通过调整工作电流维持稳定电压。

4. 晶体管从结构上分为 NPN 和 PNP 两种类型。控制发射结和集电结的正偏与反偏, 可以使晶体管工作在放大区、饱和区或截止区。在放大区晶体管对输入电流放大产生输出电流, 且实现恒流输出。

5. 场效应管从结构上分为结型和绝缘栅型, 后者又分为增强型和耗尽型。每种类型又分为 N 沟道和 P 沟道两种。场效应管在恒流区实现放大作用, 并且可以用作无触点电子开关。

6. 工作在放大区(或恒流区)的双极型晶体管和场效应管在小信号条件下, 可用线性化模型来描述(或等效)其电流电压变化量之间的关系, 这为分析电路提供了极大的方便, 双极型晶体管的主要交流参数有 β 、 r_{be} 、 r_{ce} ; 场效应管的主要交流参数有 g_m 、 r_{ds} 等。

习题

2-1 本征半导体中, 自由电子浓度_____空穴浓度, 多子的浓度与_____有关。

2-2 扩散电流与_____有关, 而漂移电流则取决于_____; PN 结正偏时, 耗尽区

_____, 扩散电流 _____ 漂移电流。

2-3 二极管的伏安特性如图 P2-3 所示。求点 A、B 处的直流电阻 R_D 和交流电阻 r_D 。

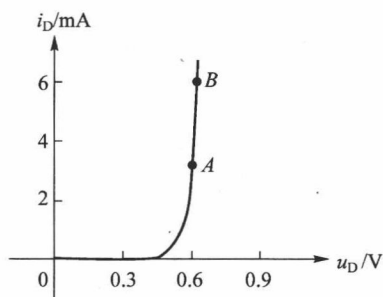


图 P2-3

2-4 如图 P2-4 所示, 某发光二极管导通电压为 2.5 V, 工作电流范围为 18 ~ 20 mA。外接 12 V 直流电压源时, 则需要选多大的电阻 R ?

2-5 某二极管电路如图 P2-5 所示。当 $E = 4$ V 时, 电流表读数 $I = 3.4$ mA, 当 E 增加到 6 V 时, I 的测量结果如何? 另一二极管 $U_D = 0.65$ V 时, 测得 $I_D = 13$ mA, 当 $U_D = 0.67$ V 时, I_D 为多少?

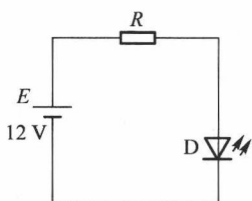


图 P2-4

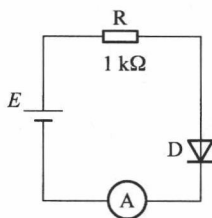
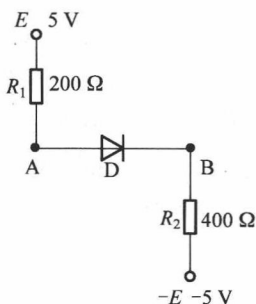
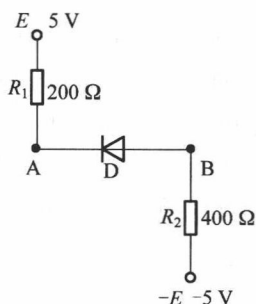


图 P2-5

2-6 分别计算图 P2-6(a)、(b) 所示电路中节点 A、B 的电压, 已知二极管导通电压 $U_{D(on)} = 0.7$ V。



(a)



(b)

图 P2-6

2-7 二极管限幅电路如图 P2-7 所示。输入电压 $u_i = 5 \sin \omega t$ (V), 画出输出电压 u_o 的波形。

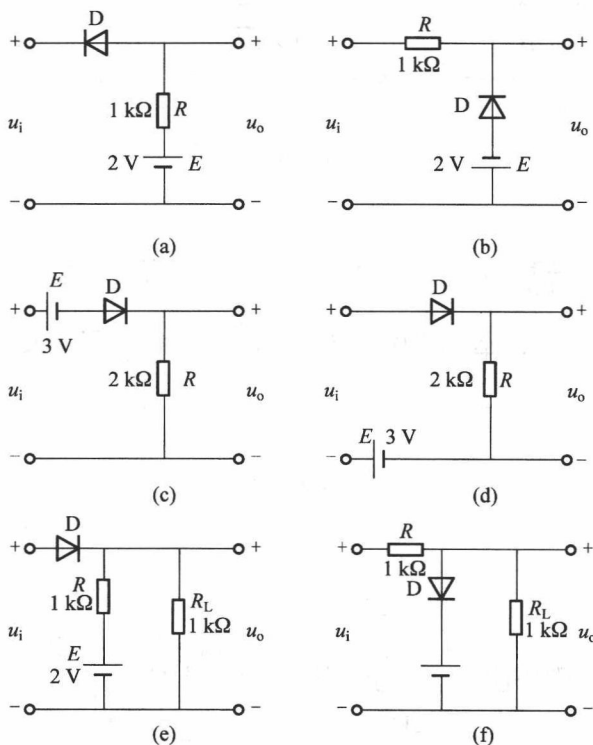


图 P2-7

2-8 稳压二极管电路如图 P2-8 所示。已知稳定电压 $U_z = 10 \text{ V}$, 工作电流范围为 $I_{z\max} = 100 \text{ mA}$, $I_{z\min} = 2 \text{ mA}$, 限流电阻为 $R = 100 \Omega$ 。

- (1) 如果负载电阻 $R_L = 250 \Omega$, 求输入电压 U_i 允许变化范围;
- (2) 如果 $U_i = 22 \text{ V}$, 求 R_L 的允许变化范围。

2-9 图 P2-9 所示电路中, 已知稳压二极管 D_{z1} 和 D_{z2} 的稳定电压分别为 $U_{z1} = 6 \text{ V}$, $U_{z2} = 4 \text{ V}$, 正向导通电压 $U_{D(\text{on})}$ 均为 0.7 V 。确定每个电路的传输特性。

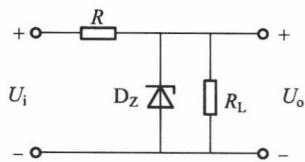


图 P2-8

2-10 求图 P2-10 所示电路的输出电压 U_o , 已知稳压二极管 D_{z1} 和 D_{z2} 的稳定电压分别为 $U_{z1} = 6 \text{ V}$, $U_{z2} = 7 \text{ V}$, 导通电压 $U_{D(\text{on})}$ 均为 0.7 V 。

2-11 判断图 P2-11 中晶体管和场效应管的工作状态。

2-12 实验测得图 P2-12 中两个放大状态下的晶体管三个电极的电位分别为: (1) $U_1 = 3 \text{ V}$, $U_2 = 6 \text{ V}$, $U_3 = 3.7 \text{ V}$; (2) $U_4 = -2.7 \text{ V}$, $U_5 = -2 \text{ V}$, $U_6 = -5 \text{ V}$ 。

判断每个晶体管的类型, 标出其基极、发射极和集电极。

2-13 实验测得图 P2-13 中两个放大状态下的晶体管的各极电流分别为 (1) $I_1 = -5 \text{ mA}$, $I_2 = -0.04 \text{ mA}$, $I_3 = 5.04 \text{ mA}$; (2) $I_4 = -1.93 \text{ mA}$, $I_5 = -1.9 \text{ mA}$, $I_6 = 0.03 \text{ mA}$ 。

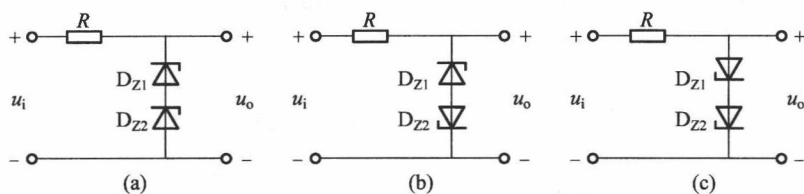


图 P2-9

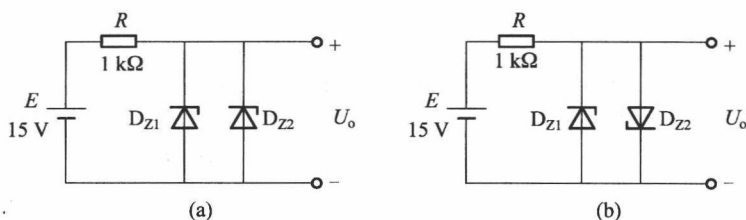


图 P2-10

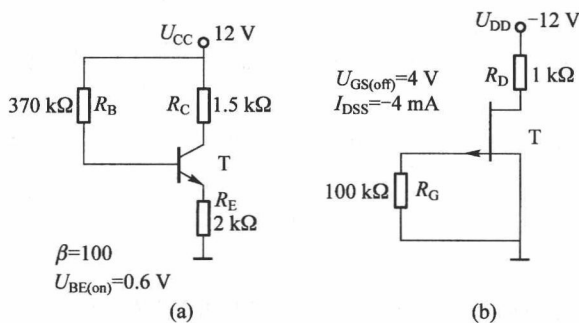


图 P2-11

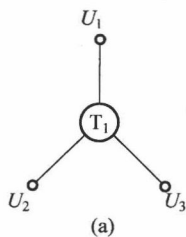


图 P2-12

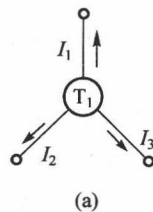
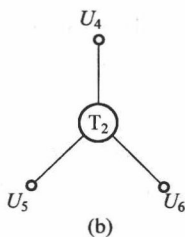
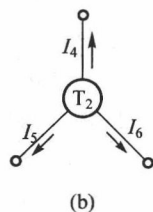


图 P2-13



判断每个晶体管的类型,标出其基极、发射极和集电极,并计算直流电流放大倍数 $\bar{\beta}$ 和 $\bar{\alpha}$ 。

2-14 图 P2-14(a)、(b)分别给出了两个场效应管的输出特性和转移特性。判断它们的类

型, 确定其 $U_{GS(off)}$ 或 $U_{GS(th)}$ 、 I_{DSS} 的值。

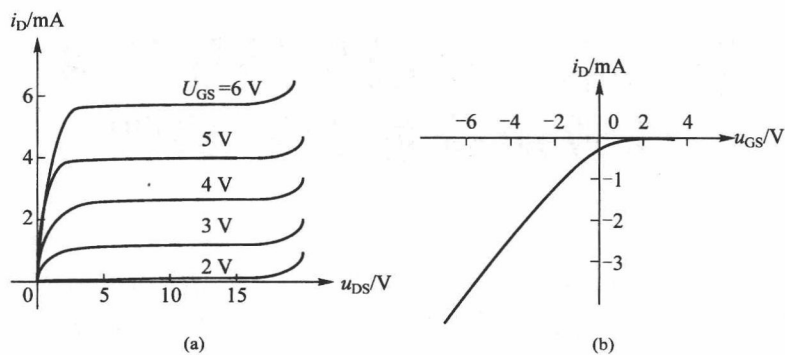


图 P2-14

2-15 (1) 求出图 P2-11(a) 电路工作点所对应的交流参数 r_e 、 r_{be} 、 g_m 、 r_{ce} (设 $r'_{bb} = 100 \Omega$, $U_A = 200 \text{ V}$), 并画出晶体管的交流小信号模型; (2) 求出图 P2-11(b) 电路工作点所对应的交流参数 g_m 、 r_{ds} (设 $U_A = 200 \text{ V}$), 并画出场效应管的交流小信号模型。

第三章 双极型晶体管和场效应管放大器基础

本章主要介绍放大器的基本概念、放大器各项指标的含义、直流工作点的设置、三种组态放大电路的结构及其特点、放大器的级联、放大器的频率响应等。当今虽然分立元件放大器已经少有应用,但是本章所讨论的基本概念、基本工作原理和基本分析方法却是很多后续课程的基础,也是今后工程应用所必备的知识基础和实际能力。本章内容是全书的重点之一,是关乎全局的章节,必须引起足够的重视。

3.1 放大器的基本概念

放大器是模拟信号处理中最重要的、也是最基本的部件。放大电路不仅具有独立完成信号放大的功能,而且还是其他模拟电路,如振荡器、滤波器、调制解调器等电路的基础和基本组成部分。

3.1.1 4种放大器及4种放大倍数定义

放大器可以等效为一个有源二端口网络,如图 3.1.1 所示,放大器的输入端口连接待放大的“信号源”,其中 \dot{U}_s 为信号源电压(复相量), R_s 为信号源内阻。 \dot{U}_i 和 \dot{I}_i 分别为放大器的输入电压和输入电流。放大器的输出端口接相应的负载电阻 $R_L(Z_L)$, \dot{U}_o 和 \dot{I}_o 分别为放大器的输出电压和输出电流。通常输入端口和输出端口有一个公共的电位参考点,称之为“地”。输入端口的

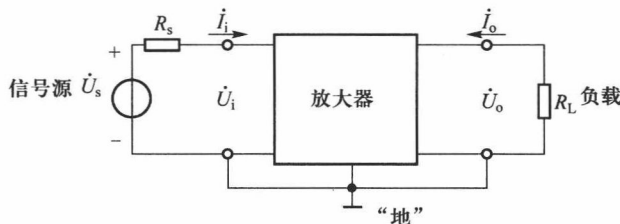


图 3.1.1 放大器等效为有源二端口网络

注:本书中信号的电压、电流、增益符号用“复变量”(\dot{U} 、 \dot{I} 、 \dot{A}),但在许多场合用“实变量”(U 、 I 、 A),如在具体电路中频区内。

\dot{U}_i 或 \dot{I}_i 作为网络的“激励”信号,那么输出端口的 \dot{U}_o 或 \dot{I}_o 则为“响应”信号,信号传输方向通常是从输入到输出。

放大器的基本任务是不失真地放大信号,故最关心的是放大倍数 \dot{A} ,放大倍数又称为“增益”,根据信号源与负载的不同,输入量和输出量可取电压或电流,故有 4 种放大器和 4 种放大倍数 \dot{A} (增益),其中:

(1) 电压放大器的输入量和输出量均为电压,其电压放大倍数定义为:

电压放大倍数 \dot{A}_u

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \quad (\text{输出电压与输入电压之比}) \quad (3.1.1)$$

(2) 电流放大器的输入量和输出量均为电流,其电流放大倍数定义为:

电流放大倍数 \dot{A}_i

$$\dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \quad (\text{输出电流与输入电流之比}) \quad (3.1.2)$$

(3) 互阻放大器的输入量为电流,输出量为电压,其互阻放大倍数定义为:

互阻放大倍数 \dot{A}_r

$$\dot{A}_r = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} (\Omega) \quad (\text{输出电压与输入电流之比}) \quad (3.1.3)$$

(4) 互导放大器的输入量为电流,输出量为电压,其互导放大倍数定义为:

互导放大倍数 \dot{A}_g

$$\dot{A}_g = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i} (1/\Omega) \quad (\text{输出电流与输入电压之比}) \quad (3.1.4)$$

电压放大倍数 \dot{A}_u 、电流放大倍数 \dot{A}_i 是无量纲的比例系数,而互阻放大倍数 \dot{A}_r 的量纲为电阻 (Ω),互导放大倍数 \dot{A}_g 的量纲为电导 ($1/\Omega$),即西门子“S”。4 种放大器的结构与特点各有不同,要根据不同的应用而选择。功率 $P=UI$,实质上,只有具备功率放大能力,才称得上“放大器”。

3.1.2 放大器模型及放大器主要指标

1. 放大器模型

由于电压放大器的应用最为普遍,所以以电压放大器为例来讨论这个问题。如图 3.1.1 所示,对信号源而言,放大器是信号源的负载,一般用输入阻抗 $R_i(Z_i)$ 来等效。而对负载 $R_L(Z_L)$ 而言,放大器又相当于负载的信号源,也可以用一个电压源来等效。不过该电压源不是独立的电压源,而是一个受输入电压 \dot{U}_i 控制的“受控源”,为负载提供放大的信号。受控电压与输入电压成正比 ($\dot{A}_{uo}\dot{U}_i$),其比例系数称为“开路放大倍数 \dot{A}_{uo} ”,“受控源”的内阻称之为放大器的输出电

阻 R_o , 电压放大器的受控源相当于电压控制电压源 (VCVS), 如图 3.1.2 所示。

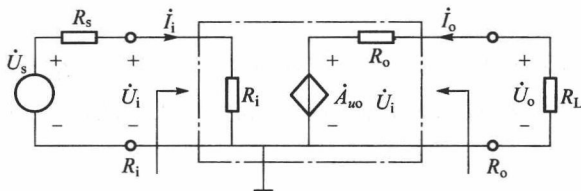


图 3.1.2 电压放大器模型 (VCVS)

2. 放大器的主要指标

(1) 电压放大倍数 \dot{A}_u

由图 3.1.2 可见, 由于放大器输出端存在输出电阻 R_o , 输出电压 \dot{U}_o 是 $\dot{A}_{uo} \dot{U}_i$ 给输出电阻和负载的分压值, 即

$$\dot{U}_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} \dot{A}_{uo} \dot{U}_i \quad (3.1.5)$$

那么, 电压放大倍数

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_L}{R_L + R_o} \dot{A}_{uo} \quad (3.1.6)$$

其中, \dot{A}_{uo} 为开路电压放大倍数, 可见只有当 $R_L \rightarrow \infty$ 时, $\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \dot{A}_{uo}$ 。

又由于信号源存在内阻 R_s , 故真正加到放大器输入端的信号 \dot{U}_i 比信号源电压 \dot{U}_s 小, 即

$$\dot{U}_i = \frac{R_i}{R_s + R_i} \dot{U}_s \quad (3.1.7)$$

如果同时计入 R_o 与 R_s 的影响, 则可以得到源增益 \dot{A}_{us} , 有

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \times \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \times \frac{R_L}{R_L + R_o} \dot{A}_{uo} \quad (3.1.8)$$

可见, 只有当

$$R_i \gg R_s, R_L \gg R_o \text{ 时, } \dot{A}_{us} \approx \dot{A}_{uo} \quad (3.1.9)$$

因此, 对电压放大器而言, 希望放大器输入阻抗越大, 输出阻抗越小, 则增益损失越小。

互导放大器的模型如图 3.1.3 所示, 其输入量为电压 \dot{U}_i , 输出量为电流 \dot{I}_o , 受控源为电压控制电流源 (VCIS), 可见只有当 $R_L \ll R_o$ 时, 才可以得到最大的输出电流 \dot{I}_o 和最大的互导放大倍

$$\text{数 } \dot{A}_g = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i}。$$

电流放大器与互阻放大器的模型分别如图 3.1.4 (a)、(b) 所示。其中电流放大器相当于电

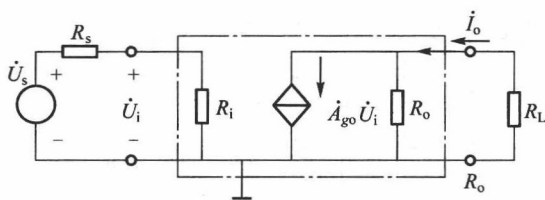


图 3.1.3 互导放大器的模型 (VCIS)

流控制电流源 (ICIS), 互阻放大器相当于电流控制电压源 (ICVS)。

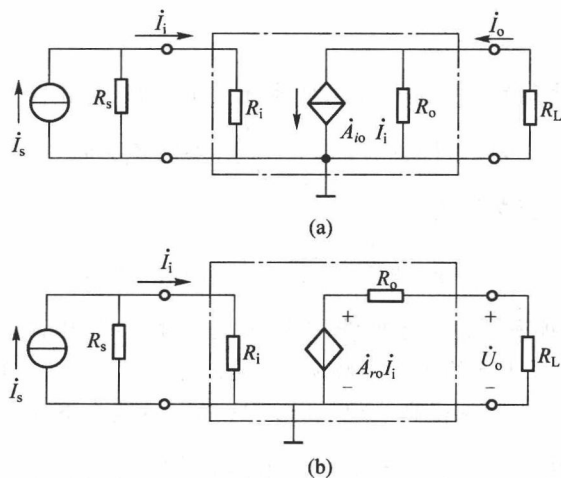


图 3.1.4 电流放大器与互阻放大器的模型

(a) 电流放大器的模型 (ICIS) (b) 互阻放大器的模型 (ICVS)

(2) 输入电阻 R_i

如图 3.1.2 所示, 放大器的输入电阻是放大器输入端看进去的等效电阻, 其定义和计算方法是

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \quad (3.1.10)$$

为了减小信号源内阻 R_s 对输入信号的衰减作用, 希望 $R_i \gg R_s$ 。

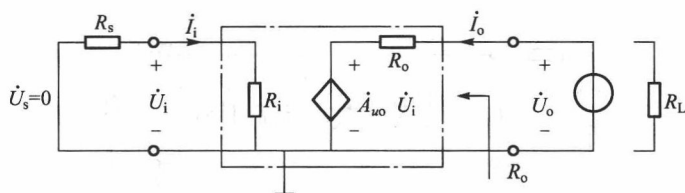
(3) 输出电阻 R_o

如图 3.1.5 所示, 输出电阻 R_o 是放大器输出端看进去的等效电阻, 其定义和计算方法是

$$R_o = \left. \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} \right|_{\dot{U}_s=0, R_L \rightarrow \infty} \quad (3.1.11)$$

由图 3.1.2 所示, 输出电阻 R_o 的大小决定了放大器带负载的能力, 只有当

$$R_o \ll R_L \quad \dot{U}_o \approx \dot{A}_{uo} \dot{U}_i \quad \dot{A}_u \approx \dot{A}_{uo}$$

图 3.1.5 输出电阻 R_o 的定义和计算方法

也只有当 $R_o \ll R_L$, 负载电阻 R_L 变化对输出电压及电压放大倍数影响越小, 输出电压及电压放大倍数也越显稳定。

(4) 频率响应与带宽

理想的放大器的放大倍数应该是一个与频率无关的常数, 但由于器件和电路中存在电抗元件(主要是电容), 其阻抗与频率有关(容抗 $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$, 感抗 $Z_L = j\omega L$), 导致放大器的放大倍数是频率的函数, 即是一个“复函数”, 有

$$A_u(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = |A(j\omega)| \angle \varphi(j\omega) \quad (3.1.12)$$

式中, 模值 $|A(j\omega)|$ 与角频率 ω 的关系曲线称之为“幅频特性”, 相移 $\varphi(j\omega)$ 和角频率的关系曲线称之为“相频特性”, 图 3.1.6 给出一个频率响应的示意图。放大器的幅频特性一般会有一段平坦区, 称之为“中频区”, 当频率很高或很低时, $|A(j\omega)|$ 可能会下降, 分别称之为高频区和低频区。设中频区的放大倍数为 A_{u1} , 定义放大倍数下降到 $\frac{A_{u1}}{\sqrt{2}} = 0.707A_{u1}$ 所对应的点为“半功率点”

(因为功率与电压平方成正比)。“半功率点”所对应的频率分别为上限角频率 ω_H 和下限角频率 ω_L 。定义放大器的通频带(带宽) BW 为

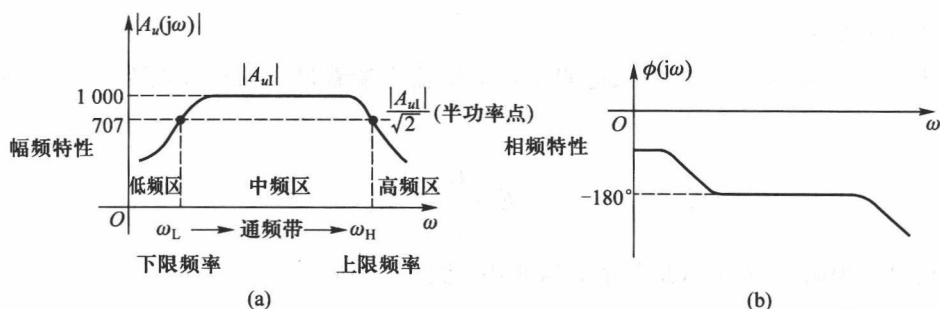


图 3.1.6 放大器的“幅频特性”和“相频特性”

(a) 幅频特性 (b) 相频特性

$$BW = \frac{\omega_H}{2\pi} - \frac{\omega_L}{2\pi} = f_H - f_L \quad (3.1.13)$$

如果用分贝(dB)来表示幅频特性的纵坐标增益, 则半功率点所对应的增益比中频区增益减小了

3dB,即

$$201\lg\left|\frac{A_{ul}}{\sqrt{2}}\right|=201\lg|A_{ul}|-3\text{dB} \quad (3.1.14)$$

故又称通频带 BW 为-3dB 带宽($BW_{-3\text{dB}}=f_H-f_L$)。

通常待放大的信号不是单频信号,而是占有一定频谱的多频复合信号,如果信号中的某些频率分量分别落入中频区、高频区和低频区,则各频率信号分量得到的放大倍数和附加相移是不同的,从而导致放大后的信号产生“失真(畸变)”,这种由于电抗元件存在导致频率响应不理想而引起的失真称为“线性失真”。放大器通频带的选择和设计要视待放大信号的频谱而定。例如放大音频信号的上限频率大约为几十千赫兹,放大心电图信号的上限频率大约为 200Hz,放大电视或雷达信号的上限频率大约为几十兆赫兹,而放大一个 1ns 的窄脉冲的上限频率大约为 1000MHz(1GHz)。

(5) 总谐波失真系数(非线性失真系数) THD

由于晶体管、场效应管等器件的特性都是非线性的,工作区选择不当或输入信号太大,都会使管子进入非线性区(饱和区或截止区)工作,从而引起放大的信号产生失真,这种失真称为“非线性失真”。例如输入为单一正弦波信号,而输出却变成非正弦信号,如图 3.1.7 所示,失真的信号中包含了許多输入信号中所没有的、新的谐波分量,新的谐波分量越多,失真越严重,故用总谐波失真系数(即非线性失真系数) THD 来衡量由器件的非线性特性所引起的非线性失真的严重程度,有

$$THD = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \cdots + U_{nm}^2}}{U_{1m}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{nm}^2}}{U_{1m}} \quad (3.1.15)$$

式中,分母 U_{1m} 为放大器输出信号的基波分量振幅,分子为各次谐波功率和的开方(因为功率与电压平方成正比),可见谐波分量越大, THD 就越大,说明非线性失真越严重。

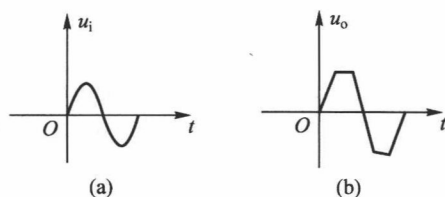


图 3.1.7 由于器件的非线性特性而产生的非线性失真波形

(a) 输入正弦波波形 (b) 产生非线性失真的输出波形(含有谐波的非正弦波)

3.2 三种组态的放大电路

用晶体管或场效应管组成放大器有许多共性,下面以晶体管放大器为例来加以说明。

晶体管放大器的工作原理是基于发射结电压 u_{BE} 的微小变化,引起基极电流 i_B 的变化,而 i_B 的微小变化,又会引起输出电流 i_E 和 i_C ($i_C = \beta i_B$) 的很大变化,变化的电流流过一个较大的负载

电阻,将变化的电流转化为变化的电压输出,放大后的输出信号与输入信号波形一致,但幅度增大了许多,这就是电压放大的原理。

从晶体管工作原理可知,集电极电流 i_c 受发射结电压 u_{BE} 的控制,与 u_{CE} 关系很小,即

$$i_c \approx i_E \approx I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} \quad (3.2.1)$$

故组成一个有效的放大电路必须满足以下几个条件:

(1) 待放大的信号必须加到晶体管发射结,因为 $u_{BE} = u_B - u_E$,所以信号可以从基极输入或从发射极输入(都可影响 u_{BE}),但绝不能从集电极输入。

(2) 必须有一个或两个直流电源,保证发射结正偏,集电结反偏,设置合适的工作点,在信号的整个变化范围内让晶体管工作在放大区,以保证非线性失真最小,并作为整个放大电路的“能源”。因为信号放大的实质是依靠晶体管的控制作用,将直流电源的能量转换为输出信号的能量。

(3) 信号可以从集电极输出,也可从发射极输出,但绝不能从基极输出(基极电流最小,从基极输出,没有放大作用)。

(4) 在信号的输出回路要有适当电阻 R_C 或 R_E ,将变化的电流转化为电压输出。

基于以上分析,晶体管放大器有三种不同的基本组态,即“共发射极组态”、“共集电极组态”和“共基极组态”,如图 3.2.1 所示。

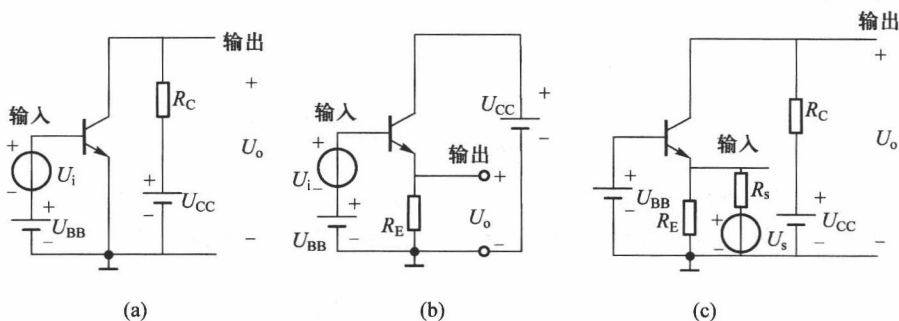


图 3.2.1 三种组态放大电路

(a) 共发射极组态 (b) 共集电极组态 (c) 共基极组态

由图 3.2.1 可见,三种组态电路最大的区别是“输入端”和“输出端”的不同,“共发射极组态”信号从基极输入、从集电极输出,发射极作为输入、输出的公共端;“共集电极组态”信号从基极输入、从发射极输出,集电极作为输入、输出的公共端(交流接“地”端);“共基极组态”信号从发射极输入、从集电极输出,基极作为输入、输出的公共端(交流接“地”端)。其他电路都是一样的,图中, U_{BB} 为基极偏置电压,保证发射结正偏。 U_{CC} 为集电极电源,保证集电结反偏,并为放大器提供能源。图 3.2.1(a) 和图 3.2.1(c) 的集电极电阻 R_C 以及图 3.2.1(b) 发射极电阻 R_E 的作用就是将放大的电流转化为输出电压。抓住这些电路结构上的异同点,有利于理解和掌握三种电路的不同特点。

3.3 共发射极放大器分析

共发射极放大器是应用最为普遍的放大器,所以本节将详细分析共发射极放大器。

3.3.1 阻容耦合共发射极放大器电路结构

图 3.3.1(a)、(b) 电路分别给出一个简化的共射电路和一个实用的共射电路,对比二者有以下区别:

(1) 实用电路省略了一个独立直流电源 U_{BB} , 代之以用电阻 R_{B1} 和 R_{B2} 对 U_{CC} 分压来提供基极偏压。

(2) 待放大的输入信号通过电容耦合到基极, 输出信号也通过电容耦合到负载 R_L , 耦合电容一般为容量较大的电解电容, 对直流呈现无穷大的阻抗(相当于开路), 而对频率较高的交流信号呈现很小的阻抗(相当于短路), 故其作用是隔去直流分量, 通过交流信号, 保证交流信号顺利输入与输出, 而又不影响直流工作状态。且输入、输出电压都有共同的电位参考点“地”。

(3) 晶体管射极不是直接接地, 而是通过 R_E 和 C_E 并联网路接地, 这是为了稳定直流工作点而引进的电流负反馈网络。

图 3.3.1(b) 电路称为具有分压式电流负反馈偏置电路的“阻容耦合共射放大器”。

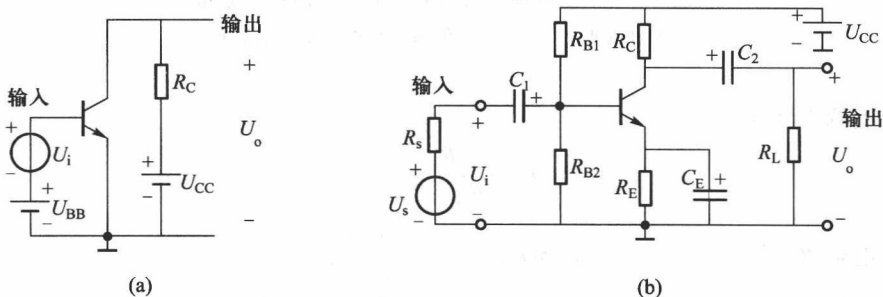


图 3.3.1 实用的阻容耦合共发射极放大器电路

(a) 简化共射电路 (b) 实用的阻容耦合共发射极放大器电路

如图 3.3.2 所示, 电路中的交流信号是围绕直流工作点变化的, 在线性放大区工作, 符合“叠加原理”, 因此, 可以将直流分量和交流分量分开求解。

$$i_c(t) = I_{CQ} + I_c \sin(\omega t)。$$

3.3.2 直流工作状态分析与计算

为了保证核心器件晶体管始终工作在放大区, 分析和设置直流工作点十分重要。

1. 直流工作状态分析与计算

对于直流工作状态, 所有电容都相当于开路($Z_c = \frac{1}{j\omega C} \rightarrow \infty$), 因此可画出图 3.3.1(b) 电路的直流通路, 如图 3.3.3(a) 所示。用戴维宁定理将图 3.3.3(a) 进一步简化为图 3.3.3(b) 电路, 图中:

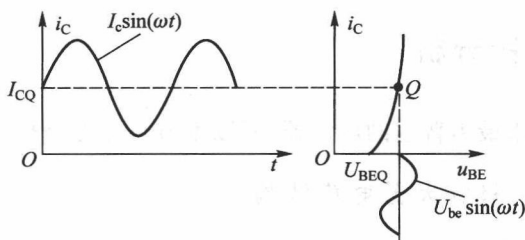


图 3.3.2 电流、电压信号为直流分量和交流分量叠加

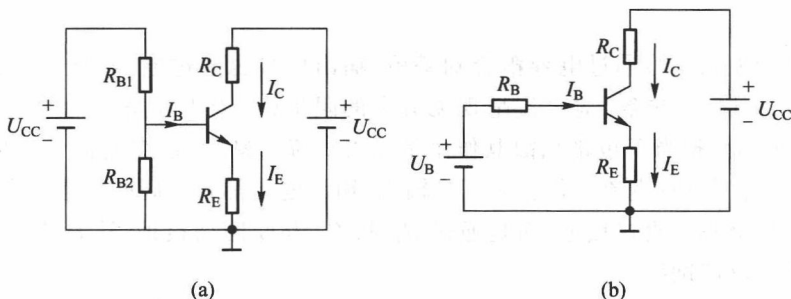


图 3.3.3 阻容耦合共发射极放大器的直流通路

(a) 直流通路 (b) 应用戴维宁定理等效的基极回路

戴维宁等效电压 U_B 为

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} \quad (3.3.1)$$

戴维宁等效电阻 R_B 为

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (3.3.2)$$

根据图 3.3.3(b) 电路,可求解电路的直流工作点 Q 的主要参数(I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ})。对于输入回路(基极-发射极回路)有

$$U_B = I_{BQ} R_B + U_{BEQ} + I_{EQ} R_E = I_{BQ} R_B + U_{BEQ} + (1 + \beta) I_{BQ} R_E \quad (3.3.3)$$

故

$$I_{BQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta) R_E} \approx \frac{U_B}{R_B + (1 + \beta) R_E} \quad (\text{当 } U_B \gg U_{BEQ}) \quad (3.3.4)$$

对于输出回路(集电极-发射极回路)有

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \beta I_{BQ} \quad (3.3.5)$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C - I_{EQ} R_E \approx U_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \quad (3.3.6)$$

【例 3.3.1】已知图 3.3.1(b) 电路中, $\beta = 100$, $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$, $U_{CC} = +12 \text{ V}$, $R_{B1} = 39 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 25 \text{ k}\Omega$, $R_C = R_E = 2 \text{ k}\Omega$, 求 Q 点参数(I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ})。

解:

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} = 39 \text{ k}\Omega // 25 \text{ k}\Omega \approx 15 \text{ k}\Omega$$

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} = \frac{25 \text{ k}\Omega}{39 \text{ k}\Omega + 25 \text{ k}\Omega} \times 12 \text{ V} \approx 4.7 \text{ V}$$

$$I_{BQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{4.7 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{15 \text{ k}\Omega + 101 \times 2 \text{ k}\Omega} \approx 0.019 \text{ mA} = 19 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \beta I_{BQ} = 100 \times 0.019 \text{ A} = 1.9 \text{ mA}$$

$$U_{CQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C = 12 \text{ V} - 1.9 \text{ mA} \times 2 \text{ k}\Omega = 8.2 \text{ V}$$

$$U_{CEQ} \approx U_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \approx 12 \text{ V} - 1.9 \text{ mA} \times (2 + 2) \text{ k}\Omega \approx 4.4 \text{ V}$$

以上计算给出该电路的工作点电流与工作点电压, $U_{CEQ} = 4.4 \text{ V}$, 说明集电结处于“反偏”状态, 同时发射结处于“正偏”, 可见该放大器晶体管工作在放大区。

实际上可以用近似法直接估算 I_{EQ} (I_{CQ})。因为, 当 I_{BQ} 较小时, 忽略 R_B 的压降, 基极到地电位

$$U_{BQ} \approx U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} = 4.7 \text{ V}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_E} = \frac{(4.7 - 0.7) \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) = 12 \text{ V} - 2 \text{ mA} \times (2 + 2) \text{ k}\Omega = 4 \text{ V}$$

图 3.3.4 给出估算法得到的放大器直流工作点参数, 今后大多数情况可以用近似估算法。在图 3.3.4 中, 电容 C_1 的直流压降 $U_{C1} = U_{BQ} = 4.7 \text{ V}$, 电容 C_2 的直流压降 $U_{C2} = U_{CQ} = 8 \text{ V}$ 。

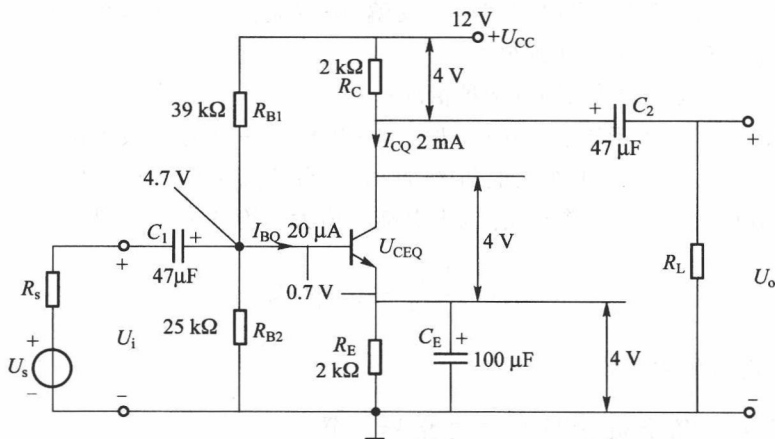


图 3.3.4 一个实际放大器的直流工作状态

2. 关于直流工作状态的讨论

(1) 射极电阻 R_E 的作用

由图 3.3.2 可知, 有了 R_E , 发射结电压为

$$U_{BEQ} = U_{BQ} - U_{EQ} = U_{BQ} - I_{EQ} R_E \quad (3.3.7)$$

控制端电压 U_{BEQ} 与输出回路电流 I_{EQ} (I_{CQ}) 有关, 说明电路引进了“直流负反馈”, 式中, $I_{EQ} R_E$ 项称为直流反馈电压。如果由于某种因素引起工作点不稳定, 例如温度 T 升高, 引起集电极电流升高, 则有以下反馈过程发生

$$\begin{array}{c}
 T \uparrow \rightarrow I_{CQ}(I_{EQ}) \uparrow \rightarrow I_{EQ}R_E \uparrow \xrightarrow{\text{负反馈}} \\
 I_{CQ}(I_{EQ}) \downarrow \leftarrow U_{BEQ} \downarrow
 \end{array}$$

可见,加入 R_E 有稳定工作点的作用。由于 R_E 的电压 U_{EQ} 与输出回路电流 $I_{EQ}(I_{CQ})$ 成正比,故称电路引进“串联电流负反馈”,由于 R_E 并联了电容 C_E ,对交流信号呈现“短路”状态,因此对交流信号而言,发射极仍为“交流地电位”,故称电容 C_E 为“射极旁路电容”。

另外,流过 R_E 的电流是基极电流的 $(1+\beta)$ 倍,故对 R_E 对基极电流的影响比 R_{BB} 要大 $(1+\beta)$ 倍,见式(3.3.4), R_E 增大,电流将减小,直流工作点将下移。

(2) 基极偏置电阻对工作点的影响

由式(3.3.1)可知, R_{B1} 减小(或 R_{B2} 增大),基极偏置电压 U_{BB} 将增大,那么 I_{BQ} 、 I_{CQ} 也将增大,直流工作点随之升高,反之, R_{B1} 增大(或 R_{B2} 减小),则 I_{BQ} 、 I_{CQ} 减小,直流工作点随之下降。

(3) R_C 对工作点的影响

R_C 变化对电流 I_{BQ} 、 I_{CQ} 基本没有影响,但 R_C 增大, U_{CQ} 、 U_{CEQ} 将减小,放大器工作点将向饱和区移动。

(4) 工作状态的判断

判断放大器是否工作在放大区、截止区或饱和区,可以参考下列方法:

① 若无偏压,或为负偏压,发射结零偏或反偏,则放大器工作在截止区(例如 R_{B2} 开路),这时, I_{BQ} 、 $I_{CQ} = 0$, $U_{CEQ} = U_{CC}$,管压降达到最大。

② 若有偏压,且发射结正偏,则分两种情况:

a. 计算结果,若 U_{CEQ} 大于饱和电压(一般为 $1 \sim 2 \text{ V}$)——工作在放大区

b. 计算结果, $U_{CEQ} \leq 0$ ——工作在饱和区,此时,实际 $U_{CEQ} \approx 0$,集电极电流达到最大值,称为饱和电流 I_{CS} ,在饱和状态, I_{BQ} 再增大, I_{CQ} 也不会随之增大。饱和电流 I_{CS} 为

$$I_{CS} \approx \frac{U_{CC}}{R_C + R_E} \neq (1+\beta)I_{BQ} \quad (3.3.8)$$

式中, β 为放大区电流放大系数。

3.3.3 共射放大器的交流分析及主要指标估算

在直流工作点设置正确的基础上,来分析共射放大器的交流指标。如图 3.3.5 所示,输入信号变化会引起晶体管电流变化,然后引起输出信号变化。

共射放大器电路及模型如图 3.3.6 所示,直流分量在前面已经研究过了,现在专门研究交流分量及指标(A_u 、 A_{uo} 、 R_i 、 R_o 等)。对于交流分量而言,所有电解电容阻抗极小,可视为短路,直流电

$$u_s \rightarrow u_i \rightarrow u_{BE} \rightarrow i_B \rightarrow i_C \rightarrow u_{CE} \rightarrow u_o$$

图 3.3.5 输入信号变化引起输出信号变化的过程

源是一个不变量,也可视为交流短路,因此电路可简化为图 3.3.7 所示的交流通路。首先将晶体管用其小信号模型来代替,然后分别画出基极、集电极、发射极对地的所有与交流有关的支路,得到放大器的交流小信号等效电路如图 3.3.8 所示。根据交流小信号等效电路计算共射放大器的各项指标。

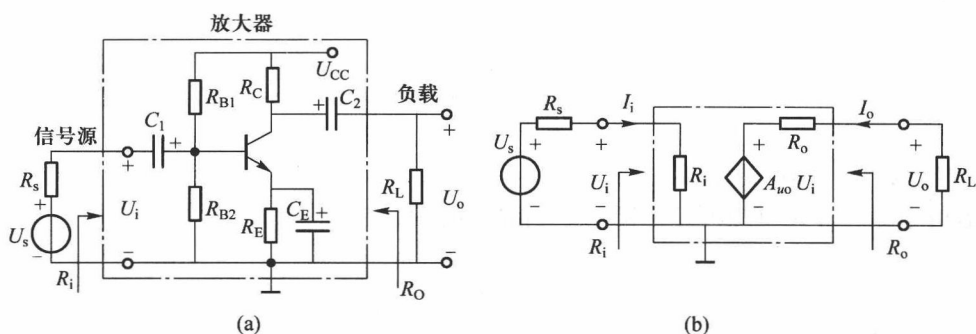


图 3.3.6 共射放大器电路及模型

(a) 电路 (b) 模型

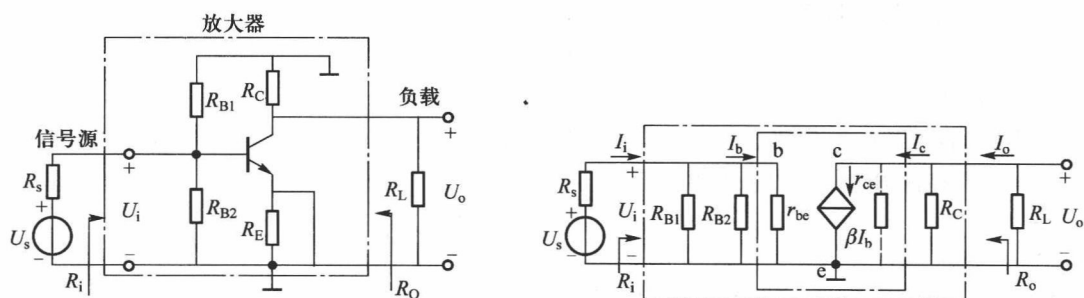


图 3.3.7 放大器的交流通路

图 3.3.8 共射放大器的交流小信号等效电路

1. 电压放大倍数(电压增益) A_u

由图 3.3.8 可知。输出电压 U_o 等于

$$U_o = -I_c (r_{ce} // R_C // R_L) = -\beta I_b (r_{ce} // R_C // R_L) \quad (3.3.9)$$

$$I_b = \frac{U_i}{r_{be}} \quad (3.3.10)$$

所以

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-\beta I_b (r_{ce} // R_C // R_L)}{I_b r_{be}} = -\frac{\beta (r_{ce} // R_C // R_L)}{r_{be}} \quad (3.3.11)$$

一般情况下, 晶体管的输出电阻 $r_{ce} \gg (R_C // R_L)$, 故

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{\beta (R_C // R_L)}{r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (3.3.12)$$

式中, r_{be} 为基极与发射极之间的交流电阻, 工作点电流 I_{CQ} 越大, r_{be} 越小。

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) r_e = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{CQ}(\text{mA})}$$

R'_L 为集电极总的交流负载电阻

$$R'_L = R_C // R_L$$

A_u 也有另一种求法, 即先求开路放大倍数 A_{uo} (R_L 开路)

$$A_{uo} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$$

则有

$$A_u = \frac{R_L}{R_o + R_L} A_{uo} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}}$$

2. 源电压放大倍数(源增益)

考虑信号源内阻 R_s 的影响,源电压放大倍数 $A_{us} < A_u$,有

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_i}{U_s} \times \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_u \quad (3.3.13)$$

3. 输入电阻 R_i

由图 3.3.8 可知,放大器的输入电阻 R_i 为

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} \quad (3.3.14)$$

如果基极偏置电阻 $(R_{B1} // R_{B2}) \gg r_{be}$, 则

$$R_i \approx r_{be} \quad (3.3.15)$$

4. 输出电阻 R_o

根据输出电阻 R_o 的定义,令 $U_s = 0, R_L$ 开路,在输出端加电压 U_o ,求输出电流 I_o ,因为 $U_s = 0$,所以 $I_b = 0$,受控源 $\beta I_b = 0$,故输出电阻 R_o 为

$$R_o = \left. \frac{U_o}{I_o} \right|_{U_s=0 \text{ 或 } I_s=0, R_L=\infty} = r_{ce} // R_c \approx R_c \quad (3.3.16)$$

【例 3.3.2】 将【例 3.3.1】中电路图 3.3.4 改画为图 3.3.9,设 $\beta = 100, r_{bb'} = 100\Omega$ 。因为电路元件参数完全一致,故直流工作点没有变,下面来计算该电路的交流指标。

(1) 电压放大倍数 A_u

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta)r_e = r_{bb'} + (1 + \beta)\frac{26(\text{mV})}{I_{CQ}(\text{mA})} = \left(100 + 101 \times \frac{26}{2}\right) \Omega = (100 + 1313) \Omega \approx 1.4(\text{k}\Omega)$$

$$R'_L = R_c // R_L = (2 // 10) \text{k}\Omega = 1.66 \text{k}\Omega$$

所以
$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{100 \times 1.66}{1.4} \approx -118.6$$

(2) 输入电阻 R_i

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} = \frac{\frac{39 \times 25}{39 + 25} \times 1.4}{\frac{39 \times 25}{39 + 25} + 1.4} \text{k}\Omega \approx 1.4 \text{k}\Omega$$

(3) 输出电阻 R_o

$$R_o \approx R_c = 2 \text{k}\Omega$$

(4) 源电压放大倍数 A_{us}

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_i}{U_s} \times \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{1.4}{1 + 1.4} \times (-118.6) \approx 69$$

根据增益的计算,可画出输入、输出信号的电压波形,设信号源电压为振幅等于 10mV 的正弦波,则得到 $u_s(t)$ 、 $u_i(t)$ 、 $u_c(t)$ 、 $u_o(t)$ 的波形分别如图 3.3.10 所示。

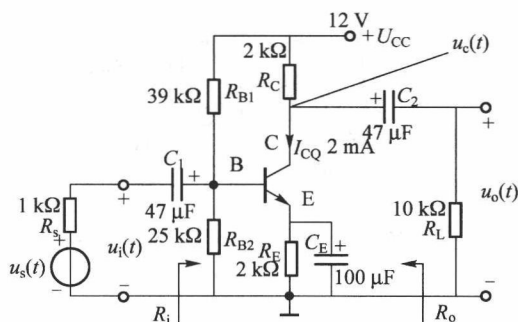


图 3.3.9 例 3.3.2 电路图

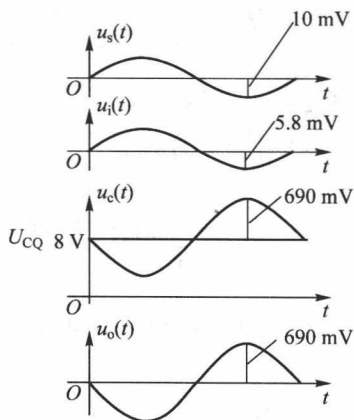


图 3.3.10 波形图

共射放大器各模型参数标于图 3.3.11 中。图中,开路电压放大倍数 A_{uo} (R_L 开路) 为

$$A_{uo} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} = -\frac{100 \times 2}{1.4} = -142.8$$

$$\text{则 } A_u = \frac{R_L}{R_o + R_L} A_{uo} = -\frac{\beta (R_C // R_L)}{r_{be}} = -118.6$$

讨论:

(1) 共射放大器电压放大倍数 A_u 为“负”值,说明输出信号与输入信号相位相反(见图 3.3.10),这是因为输入信号增大, I_c

增大,集电极电阻 R_C 的压降变大,而集电极对地电压 U_c 反而减小 ($U_c = U_{CC} - I_c R_C$) 之故。

(2) 若要求电压放大倍数 A_u 增大,则集电极电阻 R_C 应增大,或工作点电流 I_{CQ} 增大,电阻 r_{be} 减小。 β 值对电压放大倍数 A_u 影响不大,因为当 $r_{bb'}$ 很小时

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{bb'} + (1+\beta) \frac{26\text{mV}}{I_{CQ}}} \approx -\frac{R'_L}{26\text{mV}} I_{CQ} = -g_m R'_L \quad (3.3.17)$$

式中 $g_m = \frac{I_{CQ}}{26\text{mV}} = \frac{1}{r_e}$ 是晶体管的跨导。

(3) 若要求输出电阻 R_o 减小,则集电极电阻 R_C 应减小。

(4) 若要求输入电阻 R_i 增大,则工作点电流 I_{CQ} 应减小 (r_{be} 增大),基极偏置电阻 R_{B1} 、 R_{B2} 也应按比例增大(因为 $R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be}$)。

【例 3.3.3】 将 R_E 分成 R_{E1} 和 R_{E2} ,如图 3.3.12 所示, R_{E1} 上没有并联大电容,由于 $R_{E1} + R_{E2} = R_E = 2\text{k}\Omega$,故直流工作点仍然不变 ($I_{CQ} = 2\text{mA}$)。但对交流指标却有很大影响。画出图 3.3.12 电路的交流小信号等效电路,如图 3.3.13 所示。其指标计算如下:

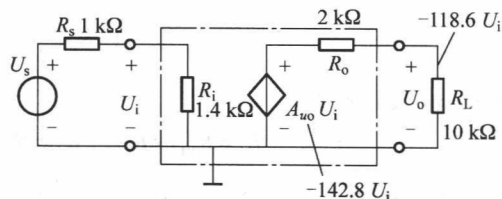


图 3.3.11 模型及参数

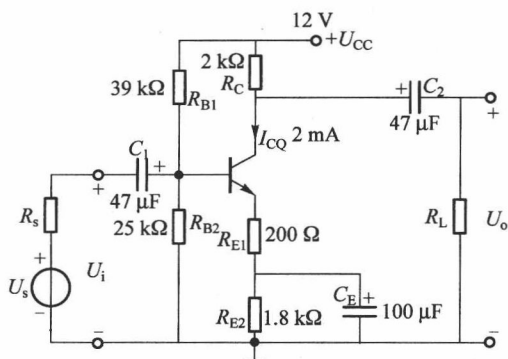


图 3.3.12 具有交流电流负反馈的共射放大器电路

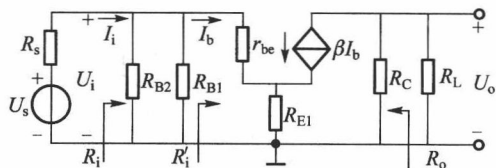


图 3.3.13 图 3.3.12 电路的小信号等效电路

(1) 电压放大倍数 A_u

$$U_o = -I_c (R_C // R_L) = -\beta I_b (R_C // R_L) \quad (3.3.18)$$

$$U_i = I_b r_{be} + (1 + \beta) R_{E1} I_b = I_b [r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}] \quad (3.3.19)$$

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-\beta I_b (R_C // R_L)}{I_b [r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}]} = -\frac{\beta (R_C // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}} \approx -\frac{R'_L}{R_{E1}} \quad (3.3.20)$$

$$A_u \approx -\frac{R'_L}{R_{E1}} = -\frac{1.66}{0.2} = -8.3$$

(2) 输入电阻 R_i

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}] \quad (3.3.21)$$

式中 R'_i 为基极看进去的输入电阻 $R'_i = \frac{U_i}{I_b} = r_{be} + (1 + \beta) R_{E1} \quad (3.3.22)$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}] \approx \frac{\frac{39 \times 25}{39 + 25} \times (1.4 + 101 \times 0.2)}{\frac{39 \times 25}{39 + 25} + (1.4 + 101 \times 0.2)} \text{ k}\Omega \approx 8.6 \text{ k}\Omega$$

(3) 输出电阻 R_o

有了 R_{E1} , 管子支路的等效电阻会更大, 故 R_o 仍为 R_C , 有

$$R_o \approx R_C = 2 \text{ k}\Omega \quad (3.3.23)$$

图 3.3.14 给出无 R_{E1} 与有 R_{E1} 电路指标的对比, 可以得出如下结论:

(1) R_{E1} 存在使电压放大倍数 A_u 减小

这是因为 R_{E1} 存在使真正加到发射结的信号减小, 导致基极和集电极电流减小之故。

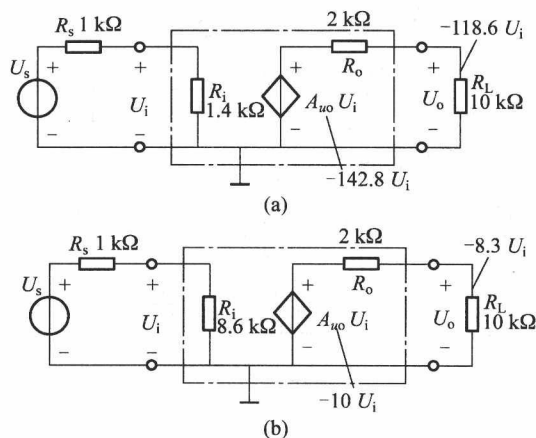
$$U_{be} = U_i - U_{R_{E1}} = U_i - I_e R_{E1} = U_i - (1 + \beta) I_b R_{E1}$$

式中 $U_{R_{E1}}$ 称为反馈电压, 由于 $U_{R_{E1}}$ 与输出电流 I_e (I_c) 成正比, 所以称 R_{E1} 对交流引进了串联电流负反馈。

(2) R_{E1} 存在使输入电阻 R_i 增大, 从基极看进去的等效电阻增大 $(1 + \beta)$ 倍

这也是因为 R_{E1} 存在使真正加到发射结的信号减小, 导致基极电流减小之故。

(3) R_{E1} 存在对输出电阻 R_o 没有太大的影响

图 3.3.14 无 R_{E1} 电路与有 R_{E1} 电路交流指标的对比(a) 无 R_{E1} 电路模型 (b) 有 R_{E1} 电路模型

5. 一种快速估算法

我们发现,可以想象基极与射极之间的发射结是一个 PN 结,相当于一个正向导通的二极管,对直流而言等效为一个导通电压即 $U_{BE(on)} (U_{BEQ}) = 0.7\text{ V}$ 。对交流而言等效为一个交流电阻 r_{be} ,而集电极与发射极之间等效为一个受控电流源 βI_b ,如图 3.3.15 所示。于是不用画等效电路,直接在电路中估算直流工作点及交流指标。例如,对图 3.3.16 电路的直流工作点及交流指标计算标于图中。为与直流有所区别,图中交流信号用增量(Δ)表示。由于 $r_{be} \ll (1+\beta)R_{E1}$,忽略 r_{be} 上的交流电压,有 $\Delta U_e = \Delta U_i$, $\Delta I_e = \frac{\Delta U_e}{R_{E1}} \approx \frac{\Delta U_i}{R_{E1}}$, $\Delta U_o = -\Delta I_c (R_c // R_L) = -\frac{R_c // R_L}{R_{E1}} \Delta U_i$, 所以得

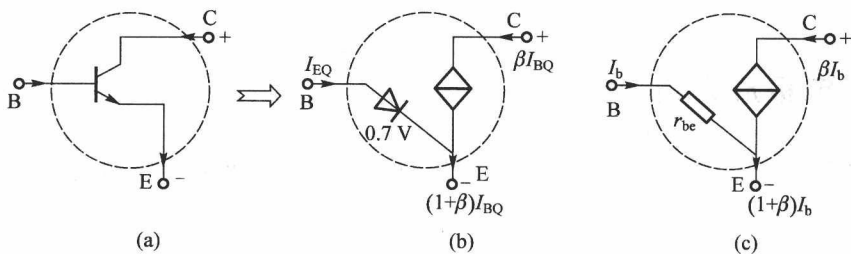


图 3.3.15 想象中的晶体管等效

(a) 晶体管 (b) 直流等效 (c) 交流等效

$$A_u = -\frac{R_c // R_L}{R_{E1}} = -\frac{1.66\text{ k}\Omega}{0.2\text{ k}\Omega} = -8.3 \quad (3.3.24)$$

若 R_{E1} 也被旁路电容 C_E 交流短路,则 ΔU_i 全部加到 r_{be} 上,那么 $\Delta I_e = \frac{\Delta U_i}{r_{be}}$, 电压放大数变大。

$$A_u = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = -\frac{(1+\beta)(R_c // R_L)}{r_{be}} = -\frac{101 \times 1.66}{1.4} \approx -118.6$$

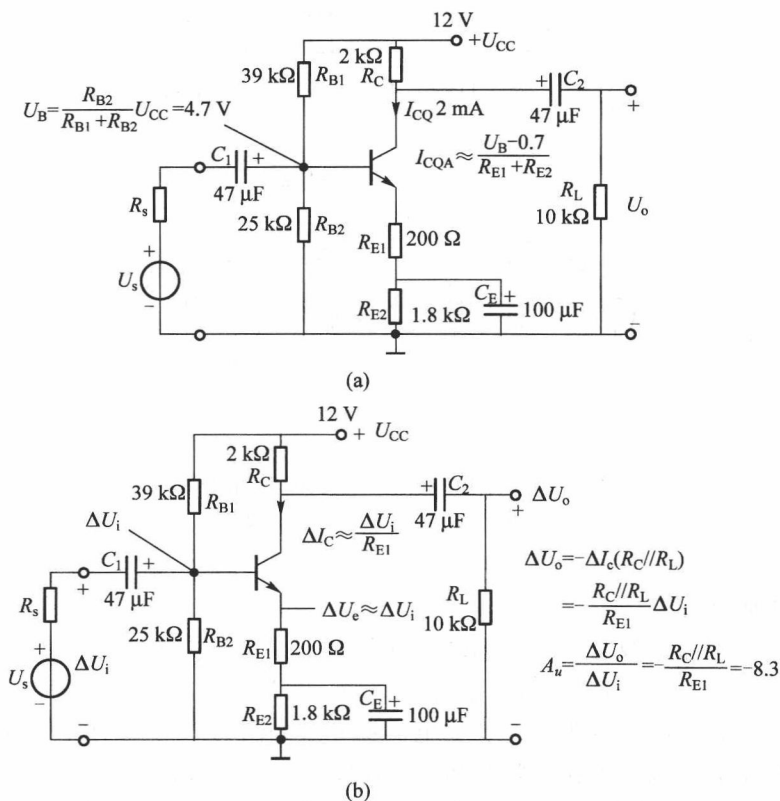


图 3.3.16 直流工作点及交流指标的直接估算

(a) 直流工作点的直接估算 (b) 交流指标的直接估算

3.4 共集电极放大器

共集组态放大器信号从基极输入,从发射极输出,其电路及其小信号等效电路分别如图 3.4.1和图 3.4.2 所示。

3.4.1 直流工作状态分析

因为输入电路与共射组态相同,故直流电流表达式也相同。

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - 0.7\text{ V}}{R_E} \approx I_{CQ}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_E$$

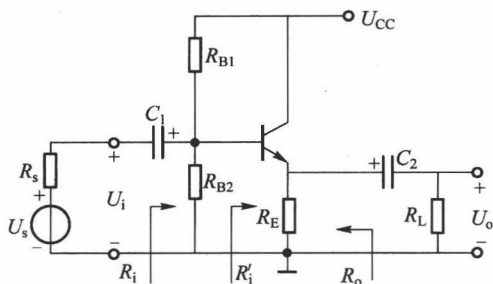


图 3.4.1 共集组态放大器电路

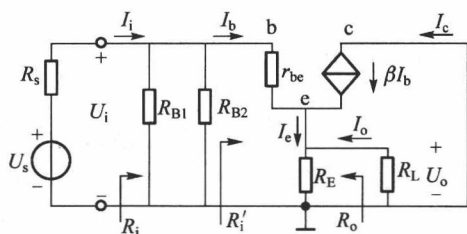


图 3.4.2 共集组态放大器小信号等效电路

3.4.2 交流指标计算

1. 电压放大倍数 A_u

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{(1+\beta)I_b \times (R_E // R_L)}{I_b [r_{be} + (1+\beta)(R_E // R_L)]} \approx 1 \quad (3.4.1)$$

2. 输入电阻 R_i

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i \quad (3.4.2)$$

式中

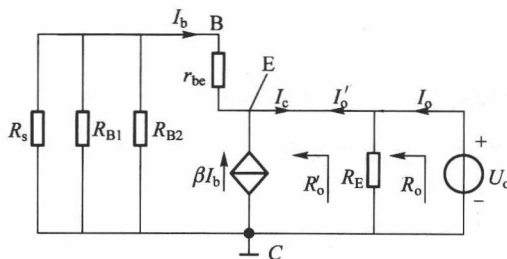
$$R'_i = r_{be} + (1+\beta)(R_E // R_L) \quad (3.4.3)$$

若 $\beta=100$, $r_{be}=1.4\text{k}\Omega$, $R_E=2\text{k}\Omega$, $R_L=10\text{k}\Omega$, 则 $R'_i = (1.4 + 101 \times 1.66)\text{k}\Omega \approx 166\text{k}\Omega$ 。 R'_i 很大。所以当 R_{B1} 、 R_{B2} 不很大时, 偏置电阻反而成了制约输入电阻提高的因素。

【思考题】当偏置电阻 R_{B1} 、 R_{B2} 成为制约输入电阻进一步提高时, 在电路上应有何改进?

3. 输出电阻 R_o

根据输出电阻 R_o 定义(将 U_s 短路, 保留 R_s , 将 R_L 开路, 在输出端施加 U_o , 求出 I_o , 输出电阻 R_o 等于 U_o/I_o), 画出求输出电阻 R_o 的等效电路如图 3.4.3 所示。

图 3.4.3 求输出电阻 R_o 的等效电路

由图可见

$$U_o = -I_b(r_{be} + R'_s)$$

$$R'_s = R_s // R_{B1} // R_{B2} \approx R_s$$

$$I'_o = -I_e = -(1+\beta)I_b$$

那么,从发射极看进去的输出电阻 R'_o 为

$$R'_o = \frac{U_o}{I'_o} = \frac{r_{be} + R_s}{1 + \beta} \quad (3.4.4)$$

而总的输出电阻 R_o 为

$$R_o = \frac{U_o}{I_o} \Big|_{U_s=0 \text{ 或 } I_s=0, R_L=\infty} = R_E // R'_o = R_E // \frac{r_{be} + R_s}{1 + \beta} \approx \frac{r_{be} + R_s}{1 + \beta} \quad (3.4.5)$$

例如, $\beta = 100$, $r_{be} = 1.4 \text{ k}\Omega$, $R_E = 2 \text{ k}\Omega$, $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, 则

$$R'_o = \frac{U_o}{I'_o} = \frac{r_{be} + R_s}{1 + \beta} = \frac{1.4 + 1}{100} \text{ k}\Omega = 24 \Omega$$

$$R_o = R_E // R'_o = 2 \text{ k}\Omega // 24 \Omega \approx 24 \Omega$$

讨论:

1. 共集放大器电压放大倍数 $A_u \approx 1$, 说明输出信号与输入信号“等值”且“同相”, 输出信号跟随输入信号变化, 故共集放大器又称为“射极跟随器”或“射极输出器”。该电路引进了深度串联电压负反馈, 输出信号全部反馈到输入回路, 使控制电压 U_{be} 很小 ($U_{be} = U_i - U_o \approx 0$), 故电压放大倍数接近于 1 ($U_o \approx U_i$)。

2. 输入电阻很大, 输出电阻很小。这是因为发射极电流比基极电流大 $(1 + \beta)$ 倍, 在计算输入电阻 R'_i 时, 是把发射极支路电阻折合到基极去, 所以要乘以 $(1 + \beta)$ 倍。而在计算输出电阻 R_o 时, 是把基极支路电阻折合到发射极来, 当然要除以 $(1 + \beta)$ 倍, 正是这种折合作用, 使共集放大器具有输入电阻很大, 输出电阻很小的特点。

4. 共集放大器具有带负载能力强的特点, 因为输出电阻很小, 负载 R_L 变化对放大倍数影响很小, 放大倍数很稳定。不像共射放大器那样, R_L 变化对放大倍数影响很大。

5. 若 $\beta \uparrow \rightarrow R'_i \uparrow \rightarrow R_i \uparrow$, 但对增益与输出电阻没有影响。若工作点电流 $I_{CQ} \uparrow \rightarrow R_o \downarrow$, 当 $R_s = 0$ 时, $R_o \approx \frac{r_{be}}{1 + \beta} = r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}}$, 但 I_{CQ} 变化对增益与输入电阻影响都不大。

3.5 共基极放大器

共基极放大器信号从发射极输入, 从集电极输出, 其电路及小信号等效电路分别如图 3.5.1 和图 3.5.2 所示。图中, C_B 保证基极交流接地。

3.5.1 直流工作状态分析

因为直流通路与共射组态相同, 故直流电流表达式也相同。

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - 0.7 \text{ V}}{R_E} \approx I_{CQ}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C - I_{EQ} R_E \approx U_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E)$$

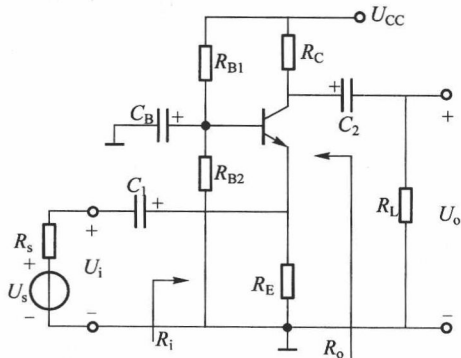


图 3.5.1 共基极放大器电路

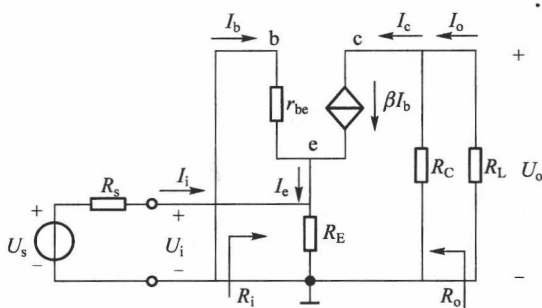


图 3.5.2 共基极放大器小信号等效电路

若 U_{CEQ} 大于饱和电压(一般为 $1 \sim 2 \text{ V}$), 则放大器工作在放大区。

3.5.2 交流指标计算

1. 电压放大倍数 A_u

如图所示, 基极交流接地, 加在发射极的信号是可以加到发射结上的 ($U_{be} = -U_i$), 故

$$\begin{aligned} U_i &= -I_b r_{be} \\ U_o &= -I_c (R_C // R_L) = -\beta I_b (R_C // R_L) \\ A_u &= \frac{U_o}{U_i} = \frac{-\beta I_b (R_C // R_L)}{-I_b r_{be}} = \frac{\beta (R_C // R_L)}{r_{be}} \end{aligned} \quad (3.5.1)$$

2. 输出电阻 R_o

由于输出回路结构与共射放大器相同, 所以输出电阻也相同。

$$R_o \approx R_C \quad (3.5.2)$$

3. 输入电阻 R_i

由于输入回路结构与共集放大器的输出回路结构相同, 所以共基放大器的输入电阻与共集放大器的输出电阻相同, 即

$$R_i = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta} \approx r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}} \quad (3.5.3)$$

讨论:

(1) 共基放大器增益绝对值与共射放大器相同, 但为“正”值, 说明输出信号与输入信号“同相”。

(2) 共基放大器输入电阻很小(与共集放大器的输出电阻相同)。输出电阻与共射放大器相同。

3.6 三种组态放大器比较

图 3.6.1 给出三种组态放大器电路, 对其性能比较如下:

(1) 共射放大器信号从基极输入, 从集电极输出, 输入、输出信号“反相”。电压放大倍数大

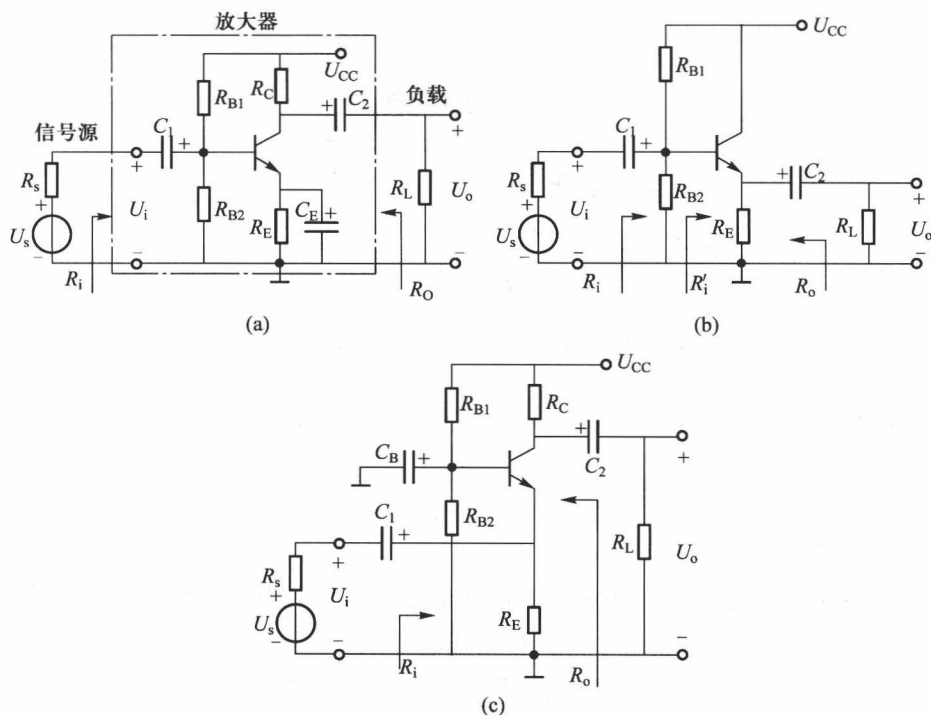


图 3.6.1 三种组态放大器电路

(a) 共射放大器 (b) 共集放大器 (c) 共基放大器

$(A_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}})$, 输入电阻不大 ($R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} \approx r_{be}$), 一般为几千欧数量级, 输出电阻较大 ($R_o \approx R_C$)。所以, 共射放大器一般作为多级放大器的“主放大器”。

(2) 共集放大器信号从基极输入, 从发射极输出, 输入、输出信号“同相”。电压放大倍数小 ($A_u \approx 1$), 输入电阻很大 ($R_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1+\beta)(R_E // R_L)]$)。输出电阻很小 ($R_o \approx \frac{r_{be} + R_s}{1+\beta}$), 一般为几十欧姆数量级, 所以, 共集放大器一般可作为多级放大器的“输入级” (R_i 大)、“中间级” (R_i 大、 R_o 小, 有阻抗变换功能)、“输出级” (R_o 小, 带负载能力强)。

(3) 共基放大器信号从射极输入, 从集电极输出, 输入、输出信号“同相”。电压放大倍数大, 但因输入电阻太小, 故实际的源放大倍数很小, 但因其高频特性好, 故在高频有用。

【例 3.6.1】 电路如图 3.6.2 所示, 已知 $\beta = 100$, $r_{be} = 2\text{k}\Omega$, 当满足下列不同要求时, 应构成何种组态电路? 且说明端点①、②、③应如何接。

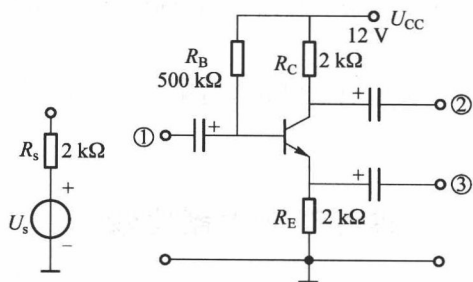


图 3.6.2 例 3.6.1 电路

- (1) 要求源放大倍数最大,并计算 A_{us} 。
- (2) 要求 $U_o \approx -U_i$
- (3) $U_o \approx U_i$
- (4) 接上负载 $R_L = 1\text{k}\Omega$ 后,输出信号大小基本不变
- (5) 同时输出一对等值反相的信号。

解: (1) 要求源放大倍数最大,并计算 A_{us} ; 我们知道,共射放大器和共基放大器放大倍数 A_u 都大,但共基放大器输入电阻极小,故源放大倍数 $A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u$ 很小。所以要采用共射组态,即信号源接①端,③端接地,信号从②端输出。

$$A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{R_i}{R_s + R_i} \times \left(-\frac{\beta R_C}{r_{be}} \right) = \frac{2}{2+2} \left(-\frac{100 \times 2}{2} \right) = -50$$

式中

$$R_i = R_B // r_{be} \approx r_{be} = 2\text{k}\Omega$$

(2) 要求 $U_o \approx -U_i$, 增益为负,一定要接成共射组态,且增益绝对值很小,一定是引入很强的负反馈。故信号源接①端,③端开路,信号从②端输出。即

$$U_o = A_u \times U_i \approx -\frac{R_C}{R_E} \times U_i = -\frac{2}{2} U_i = -U_i$$

(3) 要求 $U_o \approx U_i$, 输入输出同相,且增益为 1,显然要接成共集电路。即信号源接①端,信号从③端输出,②端接地,或接电源。

(4) 接上负载 $R_L = 1\text{k}\Omega$ 后,输出信号大小基本不变,显然要接成共集电路。因为共集电路输出电阻很小,带负载能力强,共集电路输出电阻 $R_o = R_E // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} \approx \frac{2+2}{100} \text{k}\Omega = 40\Omega$ 。

(5) 同时输出一对等值反相的信号,那么,信号源接①端,从②端和③端同时输出一对信号,因为从②端输出 $U_o \approx -U_i$,从③端输出 $U_o \approx U_i$ 。

3.7 关于非线性失真与输出动态范围的讨论

晶体管是非线性元件,若信号太大或工作点设置不当,超出线性范围,则会产生非线性失真。为了更加直观和形象,便于理解,采用图解分析法。本节分析只重概念,不重计算。图 3.7.1 给出一个简化了的共射放大器电路。图中, $U_{BB} = U_{BEQ}$, 是发射结偏置电压。由具体的偏置电路可算出工作点的 I_{BQ} 。

3.7.1 直流负载线与交流负载线

1. 直流负载线

晶体管的电流电压关系用特性曲线方程表示,如式(3.7.1a)所示。对于直流工作状态, u_{CE} 与 i_C 的关系符合直流负载线方程,如式(3.7.1b)所示。

晶体管特性曲线方程 $i_C = f(u_{CE})$ (3.7.1a)

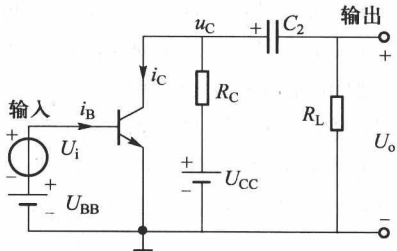


图 3.7.1 简化的共射放大器电路

直流负载线方程

$$u_{CE} = U_{CC} - i_C R_C \quad (3.7.1b)$$

将上述方程用图形曲线表示,如图 3.7.2 所示,因为直流负载线方程是一条直线方程,找两点就可以连成直线。令 $i_C = 0, u_{CE} = U_{CC}$,在横轴上找到 N 点,令 $u_{CE} = 0$,则 $i_C = \frac{U_{CC}}{R_C}$,在纵轴上找到 M 点,故图中 MN 直线就是直流负载线,其斜率为 $\left(-\frac{1}{R_C}\right)$ 。再根据具体的偏置电路算出 I_{BQ} ,那么直流负载线 MN 与 $i_B = I_{BQ}$ 所对应的特性曲线的交点就是直流工作点 Q 点。 I_{BQ} 变化,直流工作点 Q 会沿着直流负载线上下移动。

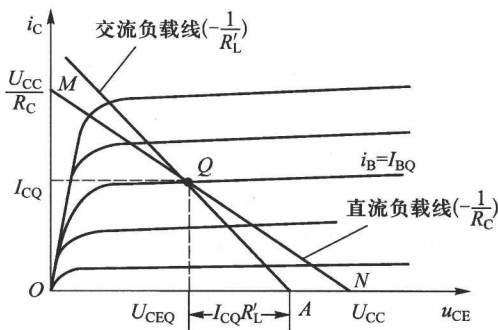


图 3.7.2 负载线与直流工作点

2. 交流负载线

交流工作又称为动态工作,此时集电极电流的交流分量是围绕 Q 点变化的,故交流负载线必通过 Q 点,且集电极交流电流可流过 R_C, R_L ,所以总交流负载为 $R'_L = R_C // R_L$,那么交流负载线的斜率 k 应为

$$k = \frac{\Delta i_C}{\Delta U_{CE}} = -\frac{1}{R'_L} = -\frac{1}{R_C // R_L} \quad (3.7.2)$$

当信号电流和电压过零时,交流负载线必然通过直流工作点 Q ,根据“点斜式”(Q 点和斜率)可画出交流负载线如图 3.7.2 所示。具体做法是:令 $\Delta i_C = I_{CQ}$,在横坐标上从 U_{CEQ} 点处向右量取一段电压增量为 $I_{CQ} R'_L$ 而得到 A 点,连接 Q 点和 A 点的直线便是交流负载线。当基极电流变化而引起集电极电流与电压变化时,动态工作点 Q' 必沿着交流负载线移动。

3.7.2 非线性失真与动态范围

1. 工作点设置正确,且信号不大的情况——不产生非线性失真

如图 3.7.3 所示,若输入信号 u_i 为一微小正弦波,如保证信号整个变化范围内都工作在线性区域,则可得到 i_b, i_c, u_{ce} 都是不失真的正弦信号,如图 3.7.3 所示。信号变化时,动态工作点沿交流负载线而移动,且围绕 Q 点变化,图中看出 $i_C \uparrow \rightarrow u_{CE} \downarrow$,二者相位相反。

2. 工作点设置过低,且信号较大的情况——产生“截止失真”

工作点设置过低, Q 点靠近截止区 (I_{CQ} 太小, U_{CEQ} 太大),以致在输入信号负半周时,动态工作点进入截止区,使 i_b, i_c 不随输入信号变化而恒为零,从而产生的非线性失真称为“截止失真”,如图 3.7.4(a) 所示。

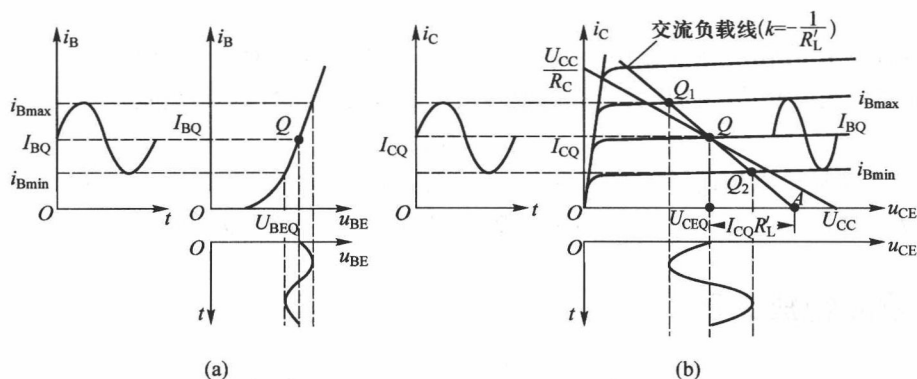


图 3.7.3 工作点设置正确,信号较小,不失真放大的情况

(a) 输入回路波形 (b) 输出回路波形

3. 工作点设置过高,且信号较大的情况——产生“饱和失真”

工作点设置过高, Q 点靠近饱和区 (I_{CQ} 太大, U_{CEQ} 太小), 以致在输入信号正半周时, 动态工作点进入饱和区, 从而产生的非线性失真称为“饱和失真”, 如图 3.7.4(b) 所示。

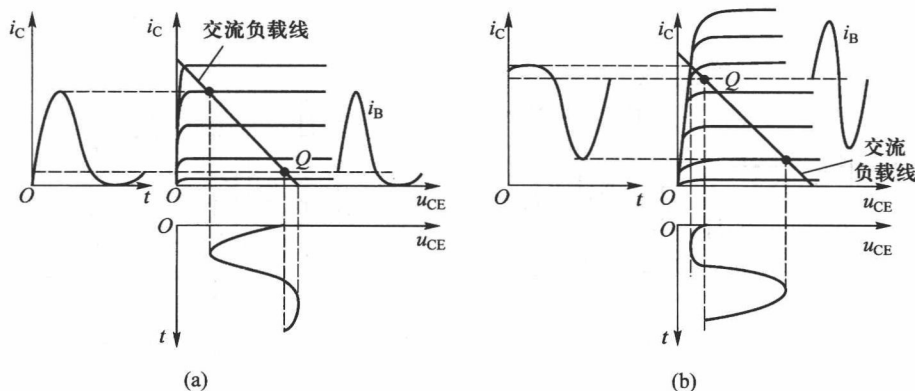


图 3.7.4 工作点设置不当,信号又较大时,产生非线性失真的情况

(a) 工作点太低 (I_{CQ} 太小) 产生截止失真 (b) 工作点太高 (I_{CQ} 太大) 产生饱和失真

判断放大器产生的非线性失真的类型要以电流波形为准, 电流波形底部失真为截止失真, 顶部失真为饱和失真, 对于 NPN 管组成的共射放大器, 输出电压与电流反相, 所以输出电压顶部失真为截止失真, 而底部失真为饱和失真。要消除失真, 必须将工作点 Q 向相反方向移动, 饱和时将 Q 点调低, 截止时将 Q 点升高。

4. 输出电压的动态范围

所谓输出电压的动态范围是指动态工作点不进入截止区和饱和区的最大有效输出电压峰值 U_{opp} 。从图 3.7.3 可知, 因受截止失真限制, 其最大不失真输出电压幅度为

$$U_{om} = I_{CQ} R'_L \quad (3.7.3)$$

因受饱和失真限制, 其最大有效输出电压幅度为

$$U_{om} = U_{CEQ} - U_{CES} \quad (3.7.4)$$

式中, U_{CES} 为晶体管的临界饱和压降, 一般小于或等于 $1 \sim 2V$ 。对于双向对称的信号(如正弦波), 取其上述两式中数值小的作为最大有效输出电压幅度, 故输出电压的动态范围值 U_{opp} 为

$$U_{opp} = 2U_{om} \quad (3.7.5)$$

显然, 为了使输出电压的动态范围最大, 工作点 Q 应选在交流负载线中点处。实际上, 如果信号很小, Q 点选低一点也不失真, 还可节省功耗, 在集成电路前级 Q 点都是很低的。

3.8 场效应管放大器

场效应管放大器的电路组成原理与晶体管放大器相似, 也有共源、共漏和共栅三种基本组态电路。

3.8.1 偏置电路

为保证放大器正常工作, 正确设置直流工作点是必须的, 图 3.8.1 和图 3.8.2 分别给出一个 N 沟道结型管和一个 N 沟道 MOS 管组成的放大器。其中图 3.8.1 采用自偏压, 图 3.8.2 采用分压式电流负反馈偏置电路。可以用图解法和解析法来分析直流工作状态。

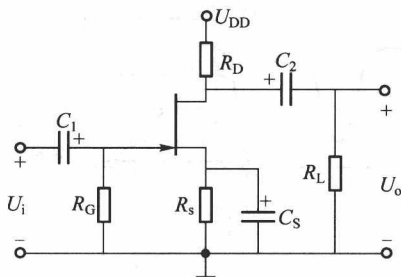


图 3.8.1 自偏压电路

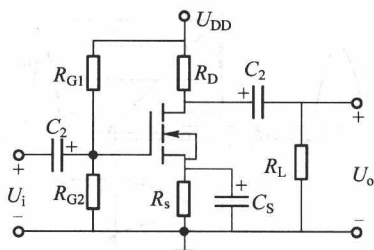


图 3.8.2 分压式电流负反馈偏置电路

1. 图解法求 Q 点

已知结型管和 MOS 管的转移特性分别如图 3.8.3(a)、(b) 所示, 作出栅-源回路的直流负载线方程, 求其交点即为 Q 点。

对于自偏压电路, 输入回路直流负载线方程为

$$u_{GS} = u_G - u_S = -i_S R_S \quad (3.8.1)$$

对于分压式电流负反馈偏置电路, 输入回路直流负载线方程为

$$u_{GS} = U_G - U_S = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} U_{DD} - i_S R_S \quad (3.8.2)$$

在转移特性上画出两种直流负载线, 且标出 Q 点如图 3.8.3(a)、(b) 所示。得到直流工作点 I_{SQ} , 并有

$$U_{DSQ} = U_{DD} - I_{SQ}(R_D + R_S) \quad (3.8.3)$$

对于结型管, 由于 U_{GSQ} 可以为负值, 故可用自偏压电路, 也可以用分压式电流负反馈偏置电

路。但对于 N 沟道增强型 MOS 管, U_{GSQ} 一定为正值, 所以决不能采用自偏压, 栅极必须加正偏压。

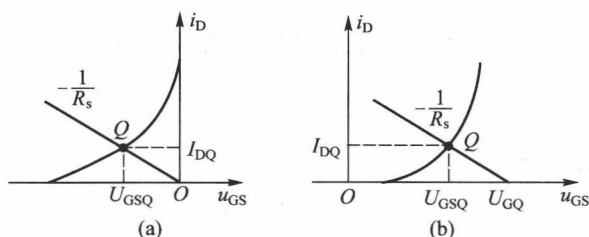


图 3.8.3 图解法求直流工作点

(a) JFET 自偏压电路 (b) MOS 增强型分压式电流负反馈偏置电路

2. 解析法求 Q 点

解析法是利用求联立方程解来得到 Q 点的相关数据。以图 3.8.1 电路为例, 结型管的电流方程为

$$I_{SQ} = I_{DD} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSoff}} \right)^2 \quad (3.8.4)$$

式中

$$U_{GSQ} = -I_{SQ} R_s \quad (3.8.5)$$

将式(3.8.5)代入式(3.8.4), 得到一个二次方程, 舍去两个根中的不合理的根, 便求得工作点电流 I_{SQ} 。

3.8.2 共源放大器

共源放大器电路如图 3.8.4 所示, 信号从栅极输入, 从漏极输出, 源极交流接地, 作为输入、输出的公共端。画出该电路的小信号等效电路如图 3.8.5 所示

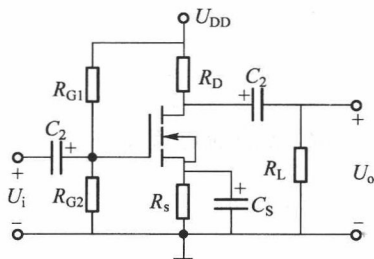


图 3.8.4 共源放大器电路

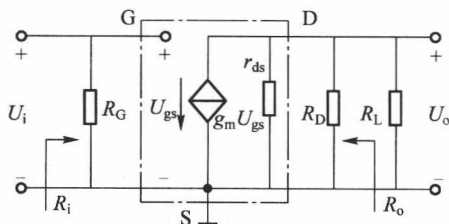


图 3.8.5 共源放大器的小信号等效电路

场效应管没有栅极电流, 栅源间相当于开路, 输出漏极电流直接由栅源间电压 U_{gs} 控制, 所以小信号等效电路比双极型晶体管要简单得多。

1. 电压放大倍数 A_u

由图 3.8.5 可见, 输出交流电压 U_o 为

$$U_o = -g_m U_{gs} (R_D // R_L) = -g_m U_{gs} R'_L$$

式中

$$U_{gs} = U_i$$

故有

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -g_m R'_L \quad (3.8.6)$$

电压放大倍数 A_u 的“负”号表示共源放大器输出信号与输入信号相位相反, A_u 的大小与管子跨导以及漏极交流负载成正比。

2. 输入电阻 R_i

由图可见, 输入电阻 R_i 为

$$R_i = R_G = R_{G1} // R_{G2} \quad (3.8.7)$$

由于管子本身输入电阻为无穷大, 故放大器的输入电阻 R_i 完全取决于栅极偏置电路。

3. 输出电阻 R_o

由图可见, 输出电阻 R_o 为

$$R_o = r_{ds} // R_D \approx R_D \quad (3.8.8)$$

【例 3.8.1】 放大电路如图 3.8.6(a) 所示, 已知工作点处 $g_m = 5 \text{ mA/V}$, $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, 试计算该电路的交流指标, 并指出电阻 R_{G3} 的作用。

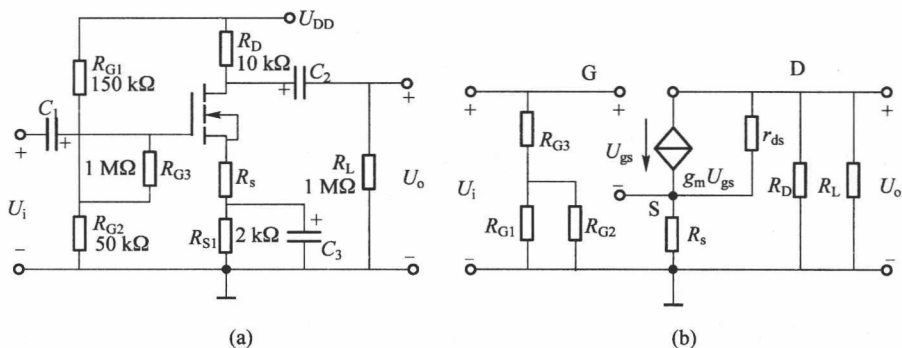


图 3.8.6 放大电路及小信号等效电路

(a) MOS 管放大电路 (b) 小信号等效电路

解: (1) 直流工作状态分析

该放大器采用分压式电流负反馈偏置电路, 由于电阻 R_{G3} 无直流电流流过, 故

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} U_{DD} - I_{DQ} (R_{s1} + R_s) \quad (3.8.9)$$

用图解法, 或将上式代入 MOS 管电流方程

$$i_{DQ} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (u_{GSQ} - U_{GS(th)})^2 \quad (3.8.10)$$

求出 I_{DQ} , 并有

$$U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ} (R_D + R_s + R_{s1}) \quad (3.8.11)$$

若 $U_{DSQ} > 0$, 则放大器工作在恒流区。反之 $U_{DSQ} \leq 0$, 则放大器工作在可变电阻区。

(2) 交流指标分析

由于 R_{s1} 被大电容 C_3 旁路, 故对交流信号不起负反馈作用。画出该放大器的小信号等效电

路如图 3.8.6(b) 所示。

① 电压放大倍数

忽略场效应管本身的输出电阻 r_{ds} 的影响, 则

$$\begin{aligned} U_o &= -g_m U_{gs} (R_D // R_L) \\ U_{gs} &= U_i - g_m U_{gs} R_s \\ U_{gs} &= \frac{U_i}{1 + g_m R_s} \end{aligned} \quad (3.8.12)$$

故得

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{g_m (R_D // R_L)}{1 + g_m R_s} \quad (3.8.13)$$

代入具体元器件值得

$$A_u = -\frac{5\text{mA/V} \times (10\text{k}\Omega // 10^3\text{k}\Omega)}{1 + 5\text{mA/V} \times 1\text{k}\Omega} \approx -\frac{5 \times 10}{6} = -8.3$$

可见由于 R_s 的交流负反馈作用, 使真正加到管子栅源间的控制电压 U_{gs} 减小了 $(1 + g_m R_s)$ 倍, 从而导致电压放大倍数 A_u 也下降了 $(1 + g_m R_s)$ 倍。

② 输入电阻 R_i

由图 3.8.6(b) 看出, 输入电阻 R_i 为

$$R_i = R_{G3} + (R_{G1} // R_{G2}) = \left(10^3 + \frac{150 \times 50}{150 + 50} \right) \text{k}\Omega = (10^3 + 37.5) \text{k}\Omega \approx 1000\text{k}\Omega = 1\text{M}\Omega$$

可见, R_{G3} 的作用是增加输入电阻 R_i (如果将 R_{G3} 短路, 则输入电阻 R_i 就只有 $37.5\text{k}\Omega$ 了)。而对直流工作状态不会有多大影响。这种方法同样适合双极型晶体管电路。

③ 输出电阻 R_o

由图 3.8.6(b) 看出, 输出电阻

$$R_o \approx R_D = 10\text{k}\Omega$$

3.8.3 共漏放大器和共栅放大器

1. 共漏放大器

共漏放大器信号从栅极输入、从源极输出, 漏极接地, 其电路及小信号等效电路分别如图 3.8.7(a)、(b) 所示。

(1) 电压放大倍数 A_u

因为

$$\begin{aligned} U_o &= g_m U_{gs} (R_s // R_L) \\ U_{gs} &= U_i - g_m U_{gs} R_s \\ U_{gs} &= \frac{U_i}{1 + g_m (R_s // R_L)} \end{aligned}$$

故

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{g_m (R_s // R_L)}{1 + g_m (R_s // R_L)} < 1 \quad (3.8.14)$$

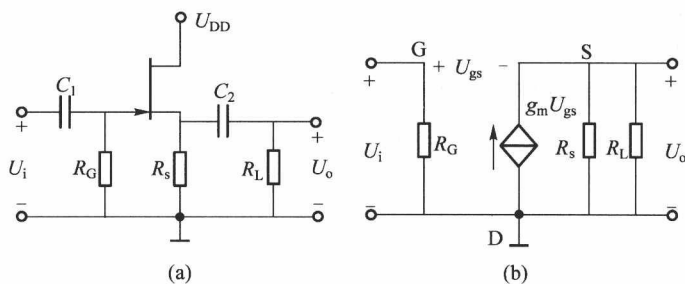


图 3.8.7 共漏放大器电路及其小信号等效电路

(a) 共漏放大器电路 (b) 小信号等效电路

由于场效应管的跨导比双极型晶体管小,因此,场效应共漏放大器的电压放大倍数 A_u 将不能接近于 1,一般为 0.6~0.8 左右。且输出信号与输入信号同相。

(2) 输入电阻 R_i

$$R_i = R_G \quad (3.8.15)$$

(3) 输出电阻 R_o 。

根据输出电阻定义,画出求输出电阻的等效电路如图 3.8.8 所示。

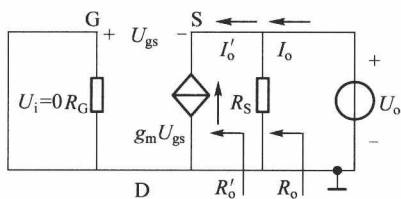
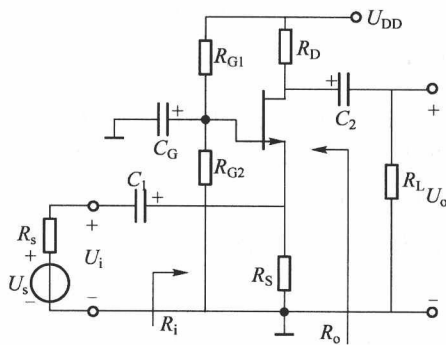
图 3.8.8 计算输出电阻 R_o 的等效电路

图 3.8.9 共栅放大器电路

由图可见

$$\begin{aligned} U_{gs} &= -U_o \\ I'_o &= -g_m U_{gs} = -(-g_m U_o) = g_m U_o \end{aligned}$$

故源极看进去的输出电阻 R'_o 为

$$R'_o \Big|_{U_i=0} = \frac{U_o}{I'_o} = \frac{1}{g_m} \quad (3.8.16)$$

总的放大器输出电阻 R_o 为

$$R_o = R'_o // R_S \approx \frac{1}{g_m} \quad (3.8.17)$$

若 $g_m = 5\text{mA/V}$, 则 $R_o = 200\Omega$ 。一般来说,双极型晶体管共集放大器的输出电阻 R_o 比场效应管共漏放大器的输出电阻 R_o 更小。

2. 共栅放大器

共栅放大器电路如图 3.8.9 所示,信号从源极输入、从漏极输出,栅极交流接地。观察电路,发现其输出回路与共源放大器输出回路相似,输入回路与共漏放大器的输出回路相似。但其 $U_{gs} = -U_i$, 所以有电压放大倍数 A_u 为

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-g_m U_{gs} (R_D // R_L)}{-U_{gs}} = g_m (R_D // R_L) \quad (3.8.18)$$

可见,共栅放大器的电压放大倍数 A_u 大小与共源放大器相同,但输出信号与输入信号同相。

输出电阻 R_o 为

$$R_o \approx R_D \quad (3.8.19)$$

输入电阻 R_i 为

$$R_i = R'_i // R_s = \frac{1}{g_m} // R_s \approx \frac{1}{g_m} \quad (3.8.20)$$

可见共栅放大器输入电阻 R_i 很小。

3.9 放大器的级联

在许多应用中,根据信号源和负载的实际情况,要求放大器有较大的放大倍数以及合适的输入电阻和输出电阻,单级放大器满足不了要求,需要将不同组态的基本放大器级联成多级放大器。本节主要讨论放大器的级联中应注意的问题,以及级联后放大器性能的分析。

3.9.1 级间耦合方式及组合原则

1. 级间耦合方式

多级放大器各级之间的连接方式称为耦合方式,级间耦合时,一方面要确保各级放大器有合适的直流工作点,另一方面应使前级输出信号尽可能不衰减地传输到后级输入,常用耦合方式有 4 种,即阻容耦合、直接耦合、磁耦合(变压器耦合)和光耦合,如图 3.9.1 所示。

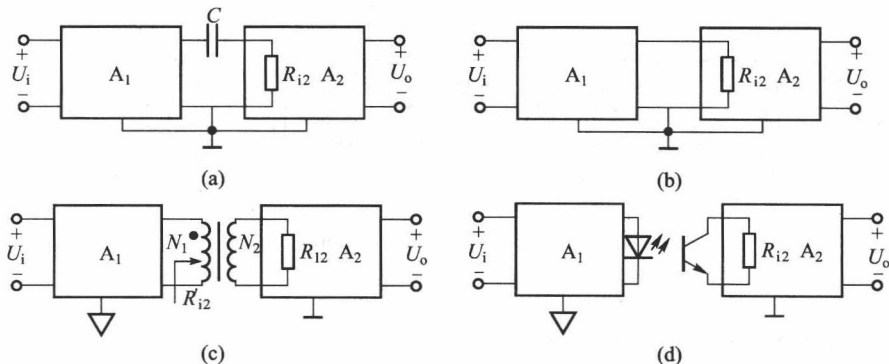


图 3.9.1 级间耦合方式

(a) 阻容耦合 (b) 直接耦合 (c) 磁耦合(变压器耦合) (d) 光耦合

阻容耦合方式将各级直流工作状态隔离开,前后级互不影响,各级直流工作点可独立设计,

但需要大电容隔直流通交流,不仅体积大,而且在集成电路工艺中根本不可能制造这样大容量的电容。

直接耦合方式省去隔直流电容,前后级直流状态互有影响,各级直流工作点不能独立设计,这会增加设计的复杂度。但直接耦合方式特别适合集成电路工艺,在集成电路中毫不例外地采用直接耦合方式。

变压器耦合方式也有隔直流通交流的作用,各级直流工作点可独立设计,且前后级可以共地,也可以不共地,特别是变压器具有阻抗变换作用,设一次侧和二次侧的匝数比为 $n = N_1/N_2$, 则一次侧看进去的交流等效阻抗为 $R'_{12} = n^2 R_{12}$ 。变压器耦合方式在功率放大器和高频电路中有较多应用。

光耦适用于前后级需要电气隔离且不共地的场合,首先将电信号变成光,通过光耦器件又将光变成电信号。因为前后级信号靠光传输,可以避免因公共地线引入的干扰,而且在高压场合用光耦合也比较安全,所以在工业现场或一些仪器中有广泛应用。

2. 多级放大器的组合原则

根据电路对放大倍数、输入电阻和输出电阻等指标的具体要求,利用三种组态基本放大器的特点,合理地组成多级放大器,其基本原则为:

(1) 通常选用共射放大器(CE)作为主放大器(因为共射放大器电压增益大,输入电阻和输出电阻大小一般)。并根据总电压放大倍数决定采用几级共射放大器。

(2) 如果要求输入电阻大,则应采用共集放大器(CC)或共源(CS)、共漏(CD)放大器作为多级放大器的输入级(因为这些电路的输入电阻大),即采用 CC(CS 或 CD)-CE 组合。

(3) 若负载很重(也就是负载电阻很小,负载电容很大),则应采用共集放大器作为多级放大器的输出级(因为共集电路的输出电阻小),即采用 CE-CC 组合。

(4) 有时,当共射-共射级联时,由于前级的输出电阻不小,后级的输入电阻又不大,级联时会影响总增益的提高,所以用共集电路作为中间级起隔离和缓冲作用,即采用 CE-CC-CE 组合等。具体应该如何组合要视实际需要而定。在高频放大器中,也采用共射-共基组合。多级放大器组合示意图如图 3.9.2 所示

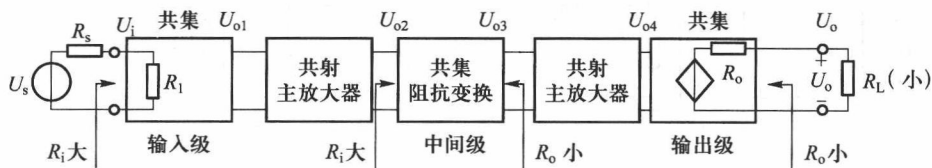


图 3.9.2 组合的多级放大器示意图

3.9.2 多级放大器的性能指标计算

如图 3.9.2 所示,多级放大器总的电压放大倍数等于各级电压放大倍数的乘积,即

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{o1}}{U_i} \times \frac{U_{o2}}{U_{o1}} \times \frac{U_{o3}}{U_{o2}} \times \frac{U_{o4}}{U_{o3}} \times \frac{U_o}{U_{o4}} = A_{u1} \times A_{u2} \times A_{u3} \times A_{u4} \times A_{u5} \quad (3.9.1)$$

只要分别计算出各级放大器的放大倍数,相乘后就得到多级放大器总的电压放大倍数。

计算各级放大器的放大倍数时要考虑前后级的影响,有两种方法:

(1) 将后级看成是前级的负载,计算前级电压放大倍数时,令其负载 R_{L1} 等于后级的输入电阻 R_{i2} ,即

$$R_{L1} = R_{i2} \quad (3.9.2)$$

(2) 将前级看成是后级的信号源,先不考虑后级的影响,算出前级的开路电压放大倍数 A_{uo1} 和输出电阻 R_{o1} ,然后与后级输入电阻 R_{i2} 分压得到级联后的真正的电压放大倍数 A_{u1} ,即

$$A_{u1} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} A_{uo1} \quad (3.9.3)$$

以上两种方法选其一,通常采用第(1)种方法计算比较简单方便。

多级放大器的输出电阻一般取决于输出级,输入电阻一般取决于输入级。

【例 3.9.1】 电路如图 3.9.3(a) 所示,试计算交流指标 A_u 、 R_i 、 R_o 。

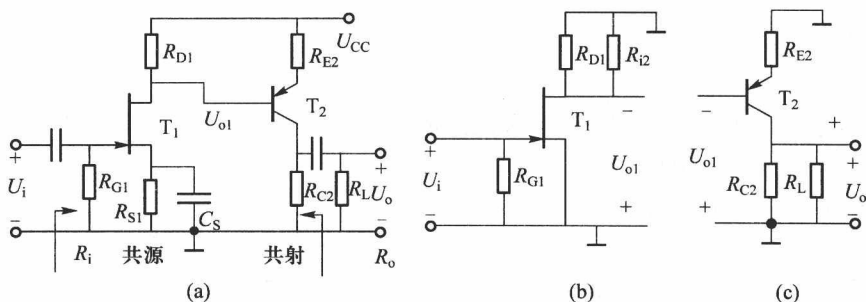


图 3.9.3 共源-共射两级直接耦合放大器

(a) 电路 (b) 第一级交流通路 (c) 第二级交流通路

解: 计算前必须要理解和看懂电路图,然后才着手计算指标参数。

由图 3.9.3(a) 可见,第一级是 N 沟道结型场效应管组成的共源放大器(信号从栅极输入,从漏极输出),采用自偏压。第二级是 PNP 双极型晶体管组成的共射放大器(信号从基极输入,从集电极输出)。采用 PNP 管作为第二级,能很方便地实现直接耦合,如图 3.9.4 所示,若采用(a)那样用两个 NPN 管放大器级联,由于接到第一级集电极到地的直流电压是第二级发射结($U_{BEQ} = 0.7V$)和发射极到地的直流电压,一般比较低,很容易使前级进入饱和状态。但如果改用 PNP 管,则接到第一级集电极到地的直流电压是第二级集电结和集电极到地的直流电压,一般比较高,正好与前级所需的工作点电压相匹配,所以图 3.9.3(b) 电路第二级采用 PNP 管放大器。因为两级共用一个电源,为保证 PNP 管 e 结正偏, c 结反偏,故发射极朝上,集电极朝下。

(1) 电压放大倍数 A_u

将第二级输入电阻 R_{i2} 视为第一级的负载,其两级交流通路分别如图 3.9.3(b)、(c) 所示。则

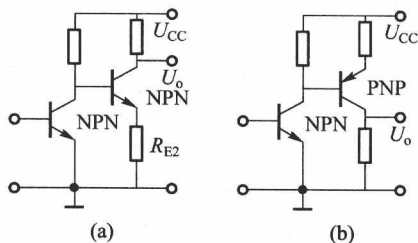


图 3.9.4 两种类型管子放大器的直接耦合

(a) NPN-NPN 级联,工作点配置困难
(b) NPN-PNP 级联,工作点配置容易

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{o1}}{U_i} \times \frac{U_o}{U_{o1}} = A_{u1} \times A_{u2} \quad (3.9.4)$$

式中

$$A_{u1} = \frac{U_{o1}}{U_i} = -g_m (R_{D1} // R_{i2}) \quad (3.9.5)$$

$$R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta_2) R_{E2} \quad (3.9.6)$$

$$A_{u2} = \frac{U_o}{U_{o1}} = -\frac{\beta_2 (R_{C2} // R_L)}{r_{be2} + (1 + \beta_2) R_{E2}} \approx -\frac{R_{C2} // R_L}{R_{E2}} \quad (3.9.7)$$

总电压放大倍数

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = A_{u1} \times A_{u2} \approx g_m (R_{D1} // R_{i2}) \times \frac{R_{C2} // R_L}{R_{E2}}$$

A_{u1} 的“负”号表示 U_{o1} 与 U_i 反相, A_{u2} 的“负”号表示 U_o 与 U_{o1} 反相, 故 U_o 与 U_i 同相。

(2) 输入电阻 R_i

$$R_i = R_C \quad (3.9.8)$$

(3) 输出电阻 R_o

$$R_o = R_{C2} \quad (3.9.9)$$

【例 3.9.2】 电路如图 3.9.5 所示, 已知

$U_{BE} = 0.7\text{V}$, $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100\Omega$ 。

(1) 若要求输出直流电压 $U_{oQ} = 0\text{V}$, 那么偏置电阻 $R_2 = ?$;

(2) 若输入信号 $u_i(t) = 100\sin \omega t (\text{mV})$, 试求 $U_o(t)$;

(3) 求输入电阻和输出电阻

解: 首先看懂电路, 这是共射-共集两级直接耦合放大器, 由双电源供电, 偏置电压由负电源 (-6V) 经偏置电阻 R_1 和 R_2 分压得到。

(1) 因为是直接耦合, 前后级工作点有关联, 所以根据要求 $U_{oQ} = 0\text{V}$, 由后往前推算。

$$U_{oQ} = 0\text{V} \rightarrow I_{CQ2} = \frac{U_{EE}}{R_5} = \frac{6}{3} \text{mA} = 2\text{mA} \rightarrow I_{CQ1} \approx I_{R_3} = \frac{U_{CC} - 0.7\text{V}}{R_3} = \frac{12 - 0.7}{3} \text{mA} \approx 3.8\text{mA} \approx I_{EQ1}$$

$$U_{R_2} = 0.7 + I_{EQ1} R_4 = (0.7 + 3.8 \times 0.5) \text{V} = 2.6\text{V}$$

又因为

$$U_{R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{EE} = \frac{R_2}{20\text{k}\Omega + R_2} \times 6\text{V} = 2.6\text{V}$$

得 $R_2 = 15.3\text{k}\Omega$, 取 $R_2 = 15\text{k}\Omega$ 。

第一级集电极和发射极之间的压降为

$$\begin{aligned} U_{CEQ1} &= U_{CQ1} - U_{EQ1} = 0.7\text{V} - [I_{EQ1} R_4 + U_{EE}] \\ &= 0.7\text{V} - [3.8 \times 0.5 - 6] \text{V} = 4.7\text{V} \end{aligned}$$

可见工作在放大区。各点直流电压标于图 3.9.6 中。

(2) 要求出放大了的输出电压 $u_o(t)$, 则要先求放大倍数 A_u 。

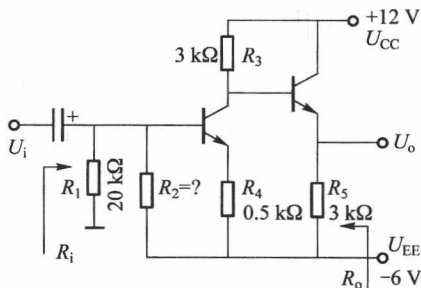


图 3.9.5 共射-共集直接耦合电路

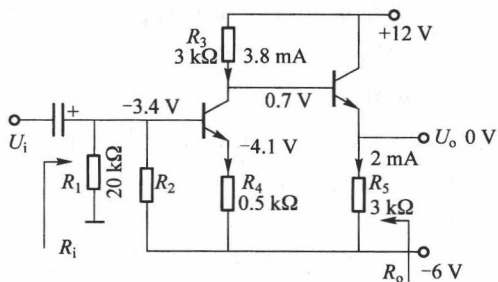


图 3.9.6 各管电流及各点到地的电位

$$A_u = A_{u1} \times A_{u2}$$

因为第二级为共集放大器

$$A_{u2} \approx 1$$

第一级为共射电路

$$A_{u1} = -\frac{\beta(R_3 // R_{i2})}{r_{be1} + (1+\beta)R_4} \approx -\frac{R_3 // R_{i2}}{R_4} \approx -\frac{R_3}{R_4} = -\frac{3}{0.5} = -6$$

R_{i2} 是第二级输入电阻, 作为第一级的负载

$$R_{i2} = r_{be2} + (1+\beta)R_5 \approx 300\text{k}\Omega \gg R_3 (3\text{k}\Omega)$$

输出信号

$$u_o(t) = A_u \times u_i(t) = -6 \times 100 \sin \omega t (\text{mV}) = -600 \sin \omega t (\text{mV})$$

式中“负”号说明输出信号与输入信号相位相反。

(3) 输入电阻 R_i

$$R_i = R_1 // R_2 // [r_{be1} + (1+\beta)R_4] \approx 7.6\text{k}\Omega$$

(4) 输出电阻 R_o

第一级的输出电阻 (R_3) 作为第二级的信号源内阻, 则有

$$R_o = R_3 // \frac{R_3 + r_{be2}}{1+\beta} \approx \frac{R_3 + r_{be2}}{1+\beta} \approx \frac{(3+1.3)\text{k}\Omega}{100} = 43\Omega$$

式中

$$r_{be2} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{26\text{mV}}{I_{CQ2}} \approx 100 \times \frac{26}{2} \Omega = 1.3\text{k}\Omega$$

【例 3.9.3】 “渥尔曼连接”电路如图 3.9.7 所示, 分析该电路, 并求出放大倍数、输入电阻和输出电阻。

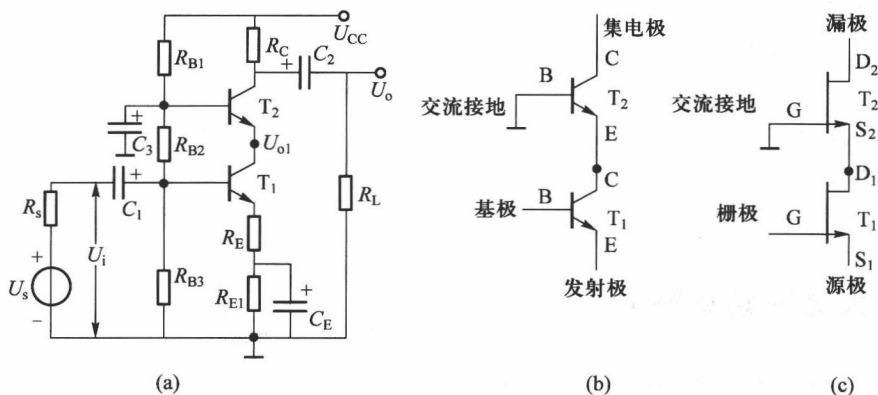


图 3.9.7 共射-共基级联及渥尔曼连接

(a) 共射-共基级联(渥尔曼电路) (b) 晶体管渥尔曼连接 (c) 场效应管渥尔曼连接

解: (1) 分析电路: 我们知道, 共基电路高频特性好, 但输入电阻太小, 一般不好用, 但如果将晶体管或场效应管纵向串联堆积起来, 如图 3.9.7 (b)、(c) 所示, 构成一个复合管, 且上面管子的基极(或栅极)交流接地, 信号从下面管子基极(或栅极)输入, 从上面管子集电极(或漏

极)输出,这就是所谓的“渥尔曼连接”。这种连接既保持了频带宽的特性,又克服了共基电路输入电阻太小的缺点。渥尔曼连接实际上就是共射-共基级联,因为下面放大器信号从基极入、从集电极出,上面放大器信号从发射极入、从集电极出。图中电容 C_3 就是为了保证 T_2 管基极交流接地。

(2) 直流工作状态分析:由 3.9.7(a)可见,放大器采用分压式-电流负反馈偏置电路,则有

$$U_{BQ1} = \frac{R_{B3}}{R_{B1} + R_{B2} + R_{B3}} U_{CC} \Rightarrow U_{EQ1} = U_{BQ1} - 0.7V \Rightarrow I_{EQ1} = \frac{U_{EQ1}}{R_E + R_{E1}} \approx I_{CQ1} \approx I_{CQ2}$$

$$U_{BQ2} = \frac{R_{B2} + R_{B3}}{R_{B1} + R_{B2} + R_{B3}} U_{CC} \Rightarrow U_{EQ2} = U_{BQ2} - 0.7V$$

$$U_{CEQ1} = U_{EQ2} - U_{EQ1} \Rightarrow U_{CEQ2} = U_{CQ2} - U_{EQ2} = U_{CC} - I_{CQ2} R_C - U_{EQ2}$$

(3) 交流指标分析

① 电压放大倍数 A_u

由图 3.9.7(a)可见

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} \approx \frac{-I_{c2}(R_C // R_L)}{I_{e1} R_E}$$

又有

$$I_{c2} \approx I_{e2} = I_{c1} \approx I_{e1}$$

所以

$$A_u \approx -\frac{R_C // R_L}{R_E}$$

式中“负号”表示输入信号与输出信号反相。因为管子纵向串联堆积,电流连续,故该电路又称“电流连续器”。

② 输入电阻 R_i

由图 3.9.7(a)可见

$$R_i = R_{B2} // R_{B3} // [r_{be1} + (1 + \beta) R_E]$$

③ 输出电阻 R_o

由图 3.9.7(a)可见

$$R_o \approx R_C$$

3.10 放大器的频率响应

频率响应是放大器的重要指标,有关频率响应的概念在 3.1 节就曾介绍过,本节重点讨论放大器的频率响应与哪些因素有关,为展宽放大器的频率响应提供一些指导性的方向,本节重在概念,重在思路,而不是具体的计算和公式,复杂电路频响分析可借助于计算机解决。

3.10.1 频率特性与频率失真概念

1. 频率失真现象

若放大器的振幅频率响应和相位频率响应如图 3.10.1 所示,如果放大器的输入信号为单一

频率正弦波,则不论是处在低频区、中频区或高频区都不会产生失真,只不过输出信号的大小和延时不同而已。但实际信号大多是由不同频率和不同相位组成的复杂信号,如语音、电视信号等,假设一信号由基波和三次谐波组成,如图 3.10.2(a)所示,若基波分量的频率处于中频区,放大倍数大,而三次谐波分量的频率处于高频区,放大倍数小,那么放大后不同频率信号分量的大小比例产生变化,从而导致波形失真,这种失真称为“振幅频率失真”,如图 3.10.2(b)所示。如果放大器使不同频率信号分量的延时不同而导致各分量相对相位关系产生变化而引起输出波形失真,则称为“相位频率失真”,如图 3.10.2(c)所示。振幅频率失真和相位频率失真统称为“线性失真”。

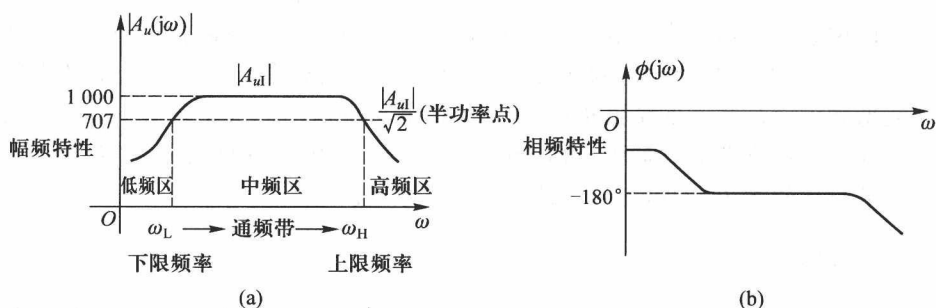


图 3.10.1 放大器的频率响应(或频率特性)

(a) 振幅频率特性 (b) 相位频率特性

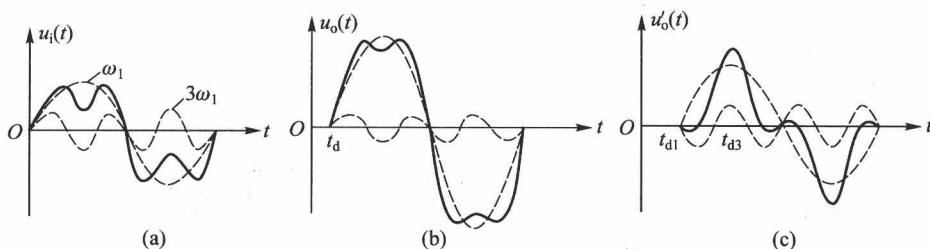


图 3.10.2 放大器的频率失真现象

(a) 待放大的信号 (b) 振幅频率失真 (c) 相位频率失真

2. 线性失真与非线性失真

线性失真和非线性失真都会使输出信号产生畸变,但两者有许多不同点:

(1) 起因不同

线性失真由电路中的线性电抗元件引起,如电路存在的负载电容、分布电容、管子的极间电容、引线电感等。非线性失真由电路中的非线性元件引起(如晶体管或场效应管的特性曲线的非线性等)。

(2) 结果不同

线性失真只会使信号中各频率分量的比例关系和时间关系发生变化,或滤掉某些频率分量,但决不产生输入信号中所没有的新的频率分量。但非线性失真却完全不同,它的主要特征是产

生输入信号中所没有的新的频率分量。如输入为正弦波(单一频率信号),若产生非线性失真,则输出变为非正弦波,它不仅包含输入信号的频率成分(基波 ω_i),而且还产生许多新的谐波成分($2\omega_i, 3\omega_i, \dots$)。

3. 频率特性参数

回顾一下有关的频率特性参数,如图 3.10.1 所示, $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi}$ ——上限频率, f_L ——下限频率, $BW_{-3dB} = f_H - f_L$ ——通频带或 -3dB 带宽, A_{u1} ——中频区增益。增益与带宽的乘积有时也能表达放大器的性能,即

$$G \times BW = |A_{u1} \times f_H| \text{——增益带宽积} \quad (3.10.1)$$

是什么原因引起放大器放大倍数随频率而变化? 为简单起见,我们分三个区域来研究,在前面的分析中,实际上都在计算中频区的交流指标,认为 A_u, R_i, R_o 都是与频率无关的常数,本节我们专门来研究低频区和高频区的交流指标,重点是高频区的电压放大倍数 $A_u(j\omega)$ 。低频区频率响应问题只存在于阻容耦合放大器中,直接耦合放大器的下限频率可延伸到零,即 $f_L = 0$ 。因低频区频率响应分析比较简单,所以先讨论低频区频率响应。

3.10.2 低频区频率响应

如图 3.10.3 所示,当频率较高时,隔直(耦合)电容 C_1, C_2 , 旁路电容 C_E 的容抗都很小,故在以前的分析计算中都视为“交流短路”,但当频率很低时,容抗增大,其上的交流压降再也不能忽略,就会导致放大倍数下降,并产生附加相移。作为工程估算,我们分别讨论三个电容对低频特性的影响,其模型如图 3.10.4 所示。

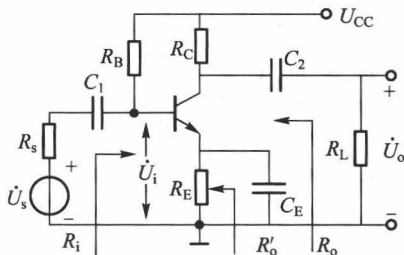


图 3.10.3 阻容耦合放大器

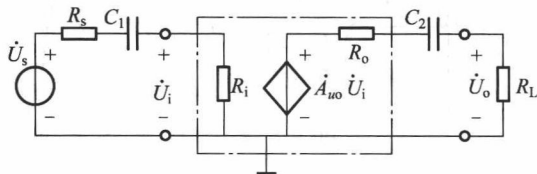


图 3.10.4 阻容耦合放大器低频模型(暂不考虑 C_E 的影响)

1. 输出耦合电容 C_2 的影响

如图 3.10.4 所示,输出回路是一个一阶 RC 高通电路,当频率下降,有

$$\begin{aligned} \omega \downarrow &\Rightarrow Z_{C_2} = \frac{1}{j\omega C_2} \uparrow \Rightarrow U_o(j\omega) \downarrow \Rightarrow A_u(j\omega) \downarrow \\ A_u(j\omega) &= \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{R_L}{R_o + R_L + \frac{1}{j\omega C_2}} A_{uo} = \frac{R_L}{R_o + R_L} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_2(R_o + R_L)}} \times A_{uo} \\ &= \frac{A_{u1}}{1 - j \frac{\omega_{L2}}{\omega}} = |A_u(j\omega)| \angle \varphi(j\omega) \end{aligned} \quad (3.10.2)$$

式中
$$\omega_{L2} = \frac{1}{\tau_{L2}} = \frac{1}{C_2(R_o + R_L)} \quad \text{——称为 } C_2 \text{ 引入的下限角频率} \quad (3.10.3)$$

$$A_{ul} = \frac{R_L}{R_o + R_L} A_{uo} = -\frac{R_L}{R_o + R_L} |A_{uo}| = -|A_{ul}| \quad \text{——中频增益} \quad (3.10.4)$$

$$|A_u(j\omega)| = \frac{|A_{ul}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{L2}}{\omega}\right)^2}} \quad \text{——低频区增益模值} \quad (3.10.5)$$

$$\varphi(j\omega) = -180^\circ + \Delta\varphi(j\omega) = -180^\circ + \arctan \frac{\omega_{L2}}{\omega} \quad \text{——低频区增益相移} \quad (3.10.6)$$

(-180° 表示共射电路输入、输出反相, $\Delta\varphi(j\omega) = \arctan \frac{\omega_{L2}}{\omega}$ 为 C_2 引入的附加相移。)

图 3.10.5 给出由 C_2 引起的低频响应。

2. 输入耦合电容 C_1 的影响

由图 3.10.4 可见,当频率 ω 下降时, $Z_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1}$ 增大, $U_i(j\omega)$ 将减小,导致低频放大倍数下降,类似前面的分析可知,输入回路低频时常数 τ_{L1} 为

$$\tau_{L2} = C_1(R_s + R_i) \quad (3.10.7)$$

故由 C_1 引入的下限角频率 ω_{L1} 为

$$\omega_{L1} = \frac{1}{\tau_{L1}} = \frac{1}{C_1(R_s + R_i)} \quad (3.10.8)$$

3. 射极旁路电容 C_E 的影响

按照同样的分析,只要找出与电容 C_E 所关联的电阻,然后求出与电容 C_E 关联的时常数 τ_{L3} ,即可得到由电容 C_E 引入的下限角频率 ω_{L3}

时常数 τ_{L3} 为

$$\tau_{L3} = C_E \times R'_{oE} = C_E \times \left[R_E // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} \right] \approx C_E \left(\frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} \right) \quad (3.10.9)$$

故由电容 C_E 引入的下限频率 ω_{L3} 为

$$\omega_{L3} = \frac{1}{\tau_{L3}} = \frac{1}{C_E \left(\frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} \right)} \quad (3.10.10)$$

由于射极输出电阻 $(R_s + r_{be}) / (1 + \beta)$ 很小,故 C_E 就要很大。

4. 由 C_1 、 C_2 、 C_E 三个电容引入的总的下限角频率 ω_L
根据近似公式计算,总的下限角频率 ω_L 为

$$\omega_L \approx \sqrt{\omega_{L1}^2 + \omega_{L2}^2 + \omega_{L3}^2} \quad (3.10.11)$$

总的下限频率 f_L 为

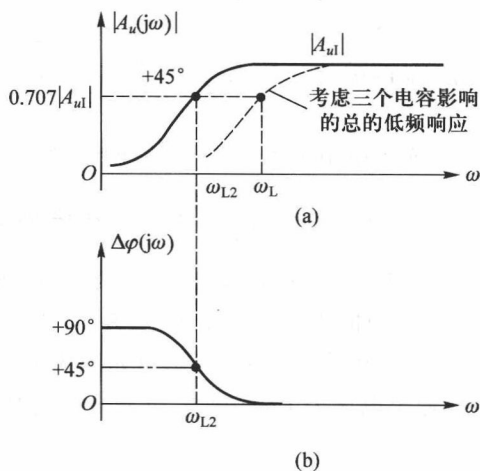


图 3.10.5 由 C_2 引起的低频响应

(a) 振幅频率响应 (b) 相位频率响应

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} (\text{Hz})$$

可见,总的下限角频率 ω_L 比其中任何一个都要高,如图 3.10.5(a) 中虚线所示。

【例 3.10.1】 若图 3.10.3 中: $R_s = 1\text{k}\Omega$, $R_i = 2\text{k}\Omega$, $R_c = 3\text{k}\Omega$, $R_L = 5\text{k}\Omega$ 。

$$C_1 = C_2 = 10\mu\text{F}, C_E = 100\mu\text{F}, \beta = 100, r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$$

则下限频率为

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + R_i)} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^{-6} \times (1+2) \times 10^3} \text{Hz} \approx 5.3\text{Hz}$$

同理算出, $f_{L2} \approx 2\text{Hz}$, $f_{L3} = 45.5\text{Hz}$, 则总的下限频率

$$f_L \approx \sqrt{5.3^2 + 2^2 + 45.5^2} \text{Hz} \approx 50\text{Hz}$$

讨论:

(1) 只要求出低频时常数,就可得到下限频率;

(2) 电容 C_1 、 C_2 、 C_E 越大,下限频率越低,频率失真越小,一般 C_1 、 C_2 取几十微法的电解电容,由于 C_E 两端的等效输出电阻很小,故 C_E 要比 C_1 、 C_2 大很多,一般取几百微法,甚至上千微法。

(3) 输入电阻越大,下限频率越低,如将 C_E 去掉,不仅 $\omega_{L3} = 0$, 且 ω_{L1} 也小很多。

3.10.3 负载电容 C_L 对高频区频率响应的影响

影响高频区频率响应的因素有两个:负载电容和管子内部的极间电容。首先考虑负载电容 C_L 对高频响应的影响。如图 3.10.6(a) 所示。在高频区,电容 C_1 、 C_2 、 C_E 均可视为交流短路,对高频响应不产生影响,那么可画出如图 3.10.6(b) 的输出回路等效电路,随着频率升高, C_L 的容抗减小,输出电压 $U_o(j\omega)$ 减小,导致高频电压放大倍数 $A_u(j\omega)$ 下降。

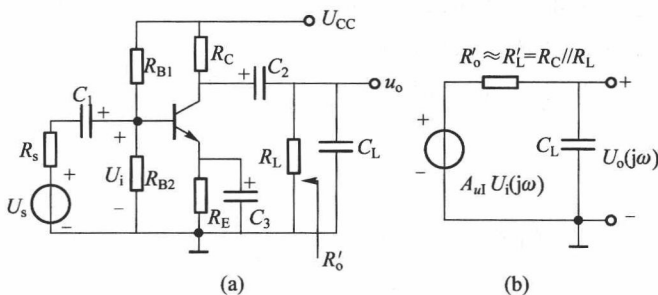


图 3.10.6 考虑负载电容 C_L 对高频响应影响的电路

(a) 共射放大器电路 (b) 输出回路等效电路

由图可见,受 C_L 影响的高频电压放大倍数 $A_u(j\omega)$ 为

$$A_u(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{1}{\frac{j\omega C_L}{R'_L + \frac{1}{j\omega C_L}}} A_{u1} = \frac{A_{u1}}{1 + j\omega C_L R'_L} = \frac{A_{u1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{H2}}} = \frac{|A_{u1}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H2}}\right)^2}} \angle \varphi(j\omega) \quad (3.10.12)$$

式中, 高频区电压放大倍数 $A_u(j\omega)$ 的模值为

$$|A_u(j\omega)| = \frac{|A_{u1}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H2}}\right)^2}} \quad (3.10.13)$$

高频区电压放大倍数 $A_u(j\omega)$ 的相角为

$$\angle \varphi(j\omega) = -180^\circ + \Delta\varphi(j\omega) = -180^\circ - \arctan \frac{\omega}{\omega_{H2}} \quad (3.10.14)$$

-180° 表示共射放大器输入、输出信号反相, $\Delta\varphi(j\omega)$ 是与频率有关的附加相移。由 C_L 引入的高频时间常数 τ_{H2} 和上限角频率 ω_{H2} 分别为

$$\tau_{H2} = C_L R'_L = C_L (R_C // R_L), \quad \omega_{H2} = \frac{1}{\tau_{H2}} = \frac{1}{C_L (R_C // R_L)} \quad (3.10.15)$$

可见, C_L 、 R_C 、 R_L 越大, 上限角频率 ω_{H2} 越低, 频带越窄。若 $C_L = 30\text{pF}$, $R_C = R_L = 2\text{k}\Omega$, 则由 C_L 引入的上限频率 f_{H2} 为

$$f_{H2} = \frac{\omega_{H2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_L (R_C // R_L)} = \frac{1}{2\pi \times 30 \times 10^{-12} \times (2 \times 10^3 // 2 \times 10^3)} \text{Hz} = 5.3 \text{MHz}$$

图 3.10.7 给出由负载电容 C_L 引入的振幅频率特性与附加相移示意图。

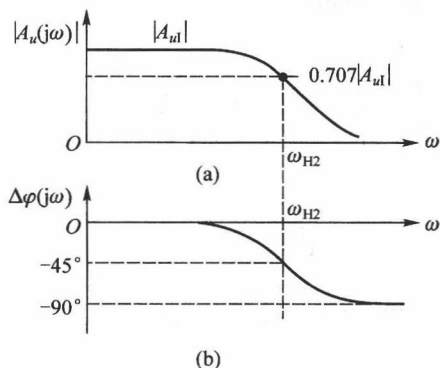


图 3.10.7 由 C_L 引入的频率特性

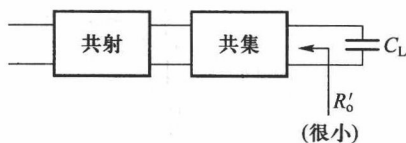


图 3.10.8 共集电路作为隔离或缓冲级

如果在共射放大器后面加一级共集电路作为隔离或缓冲, 将负载电容接到共集电路输出端 (如图 3.10.8 所示) 则上限频率会有提高。因为共集电路的输出电阻很小, 故时间常数很小, 上限频率很高。

如图 3.10.9 所示, 若 $R_s = 1\text{k}\Omega$, $R_E = R_L = 2\text{k}\Omega$, $r_{be} = 2.5\text{k}\Omega$, $\beta = 100$, $C_L = 30\text{pF}$, 则共集电路的上限频率很高, 即

$$f_{H2} = \frac{\omega_{H2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_L \left(\frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} // R_E // R_L \right)} \approx \frac{1}{2\pi \times 30 \times 10^{-12} \left(\frac{1 + 2.5}{1 + 100} \right) \times 10^3} \text{Hz} \approx 152 \text{MHz}$$

故在共射放大器后面加一级共集电路作为隔离或缓冲, 让大电容负载由共集电路承受, 而且共集电路作为共射电路的负载, 其输入电阻很大、输入电容很小, 有助于整体高频响应的改善。

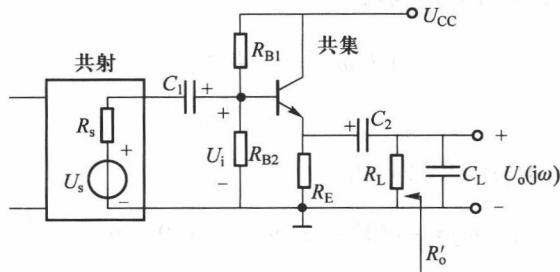


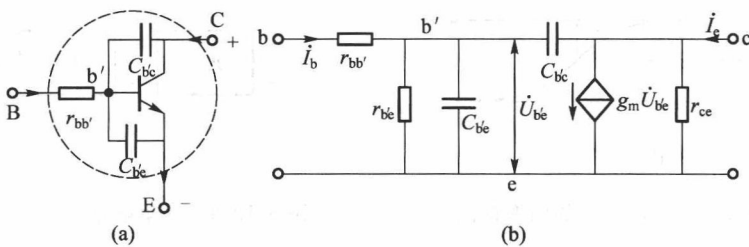
图 3.10.9 共集电路的隔离缓冲作用

3.10.4 晶体管的高频小信号模型及高频参数

1. 晶体管的高频小信号混合 π 型等效电路

在第二章中,我们曾经提到过晶体管的势垒电容和扩散电容。因为发射结正向偏置,基区存储了许多非平衡载流子,所以扩散电容成分较大,记为 $C_{b'e}$;而集电结为反向偏置,势垒电容起主要作用,记为 $C_{b'c}$,将基区体电阻 $r_{bb'}$ 拉出来,其管子极间电容如图 3.10.10(a) 所示。在高频区,这些电容呈现的阻抗减小,对电流的分流作用不可忽略。考虑这些极间电容影响的高频混合 π 型小信号模型如图 3.10.10(b) 所示。一般高频管的基区体电阻 $r_{bb'}$ 约为几十欧姆,发射结扩散电容 $C_{b'e}$ 约为几十皮法,集电结势垒电容 $C_{b'c}$ 约为几皮法,

$$r_{b'e} = (1+\beta)r_e = (1+\beta) \frac{26\text{mV}}{I_{CQ}}, g_m = \frac{1}{r_e} = \frac{\beta_0}{(1+\beta_0)r_e} = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} (\beta_0 \text{ 为中、低频区的 } \beta \text{ 值})。 \text{ 由于极间电容的存在,电路中交流电压和电流均为频率的函数。}$$

图 3.10.10 晶体管的极间电容及高频混合 π 型小信号模型(a) 晶体管的极间电容 (b) 晶体管的高频混合 π 型小信号模型

2. 晶体管的高频参数

(1) 共射短路电流放大系数 $\beta(j\omega)$ 及其上限频率 f_β

因为 $C_{b'e}$ 很小,暂忽略其分流作用。由于电容 $C_{b'c}$ 的影响, β 值将是频率的函数。

$$\beta(j\omega) = \frac{I_c(j\omega)}{I_b(j\omega)} \approx \frac{g_m U_{b'e}(j\omega)}{I_b(j\omega)} \quad (3.10.16)$$

$$U_{b'e}(j\omega) = I_b(j\omega) \left(r_{b'e} // \frac{1}{j\omega C_{b'e}} \right) = I_b(j\omega) \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} C_{b'e}}$$

$$\begin{aligned}\beta(j\omega) &\approx \frac{g_m U_{b'e}(j\omega)}{I_b(j\omega)} = \frac{\beta_0}{1+j\omega r_{b'e} C_{b'e}} = \frac{\beta_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_\beta}} = \frac{\beta_0}{1+j\frac{f}{f_\beta}} \\ &= |\beta(j\omega)| \angle \varphi(j\omega) = \frac{\beta_0}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \angle \varphi(j\omega)\end{aligned}\quad (3.10.17)$$

式中 $f_\beta = \frac{1}{2\pi C_{b'e} r_{b'e}}$ $[\beta(j\omega) \text{ 的上限频率}]$ (3.10.18)

(2) 特征频率 f_T

特征频率 f_T 的定义是 $|\beta(j\omega)|$ 下降到 1 所对应的频率, 如图 3.10.11 所示。当 $f=f_\beta$ 时,

$$|\beta(jf_T)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1+\left(\frac{f_T}{f_\beta}\right)^2}} = 1$$

得 $f_T = \beta_0 f_\beta = \frac{\beta_0}{2\pi C_{b'e} r_{b'e}} \approx \frac{1}{2\pi C_{b'e} r_e} \gg f_\beta$ (3.10.19)

根据上式, 已知 f_T , 就可以算出 $C_{b'e}$, 例如 $f_T = 300\text{MHz}$, $r_e = 20\Omega$, 则 $C_{b'e} \approx 27\text{pF}$ 。为了保证实际电路在较高工作频率时仍有较大的电流放大系数, 必须选择管子的 $f_T > 3f_{\max}$ 左右 (f_{\max} 为信号的最高工作频率)。一般晶体管手册中都会给出 f_T 的数据, 大约为几百兆赫兹至几千兆赫兹。晶体管的共基电流放大倍数的上限频率 $f_\alpha \approx f_\beta$ 。

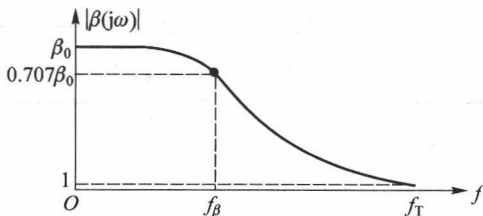


图 3.10.11 $|\beta(j\omega)|$ 与频率 f 的关系曲线及 f_T 的定义

3.10.5 共射放大器的高频响应

这里仅考虑管子内部极间电容的影响。

1. 共射放大器的高频小信号等效电路

图 3.10.12(a) 所示的共射放大器的高频小信号等效电路如图 3.10.12(b) 所示。该电路中 $C_{b'e}$ 跨接在输入回路和输出回路之间, 使高频响应的估算变得复杂化, 所以首先应用密勒定理将其做单向化近似。

2. 密勒定理以及高频等效电路的单向化模型

密勒定理给出了网络的一种等效变换关系, 它可以将跨接在网络输入端与输出端之间的阻抗分别等效为并接在输入端与输出端的阻抗。

如图 3.10.13 所示, 阻抗 Z 跨接在网络 N 的输入端与输出端之间, 则等效到输入端的阻抗

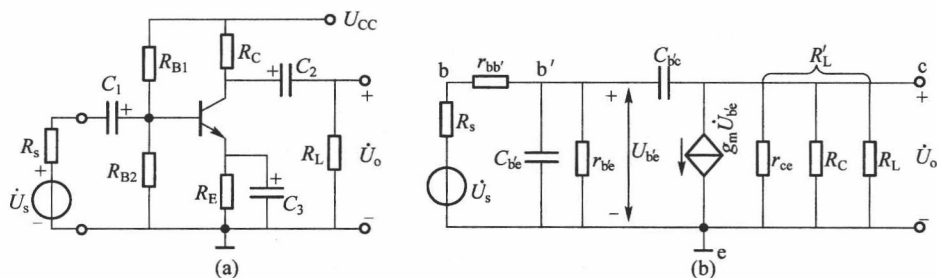


图 3.10.12 共射放大器及高频小信号等效电路

(a) 电路 (b) 高频小信号等效电路

 Z_1 为

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_1}{\frac{U_1 - U_2}{Z}} = \frac{Z}{1 - \frac{U_2}{U_1}} = \frac{Z}{1 - A'_u} \quad (3.10.20)$$

等效到输出端的阻抗 Z_2 为

$$Z_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_2}{\frac{U_2 - U_1}{Z}} = \frac{A'_u Z}{A'_u - 1} \approx Z \quad (3.10.21)$$

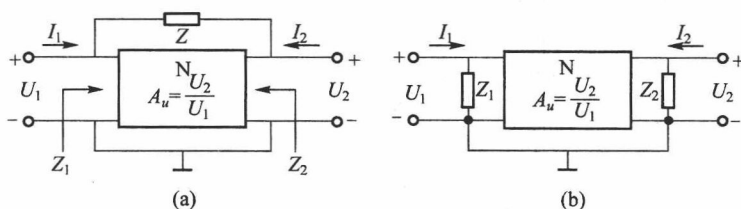


图 3.10.13 密勒等效

(a) 原电路 (b) 等效后的电路

将密勒等效原理应用到图 3.10.13(b) 中, 令 $Z = \frac{1}{j\omega C_{b'e}}$, 则

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A'_u} = \frac{1}{j\omega C_{b'e}(1 - A'_u)} = \frac{1}{j\omega C_M} \quad (3.10.22)$$

$$Z_2 \approx Z = \frac{1}{j\omega C_{b'e}} \quad (3.10.23)$$

根据图 3.10.13(b), 电压增益

$$A'_u = \frac{U_o}{U_{b'e}} = -g_m R'_L$$

得 $C_{b'e}$ 等效到输入端的电容 C_M 为

$$C_M = C_{b'e}(1 - A'_u) = C_{b'e}(1 + g_m R'_L) \gg C_{b'e} \quad (3.10.24)$$

可见, 由于共射放大器的电压增益 A'_u 为负值, 且较大, 导致 C_M 比 $C_{b'e}$ 增大了许多倍 (称为密勒倍

增效应), 所以其影响不可忽视。而 $C_{b'e}$ 等效到输出端的电容没有增大, 因为 $C_{b'e}$ 本身很小, 故影响可忽略不计。密勒等效的单向化模型如图 3.10.14(a) 所示。利用戴维宁定理将输入回路进一步简化为图 3.10.14(b), 图中

$$C_i = C_{b'e} + C_M = C_{b'e} + (1 + g_m R_L') C_{b'e}$$

$$R_s' = r_{b'e} // (R_s + r_{bb'})$$

$$U_s' = \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{b'b} + r_{b'e}} U_s = \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{be}} U_s$$

由图 3.10.14(b) 可知, 输入回路也是一阶 RC 低通网络, $\omega \uparrow \Rightarrow U_{b'e} \downarrow \Rightarrow U_o \downarrow \Rightarrow A_{us}(j\omega) \downarrow$, 利用图 3.10.14(b) 单向简化模型, 我们很快可以估算出由管子内部电容引入的频率响应和上限频率 f_H 。

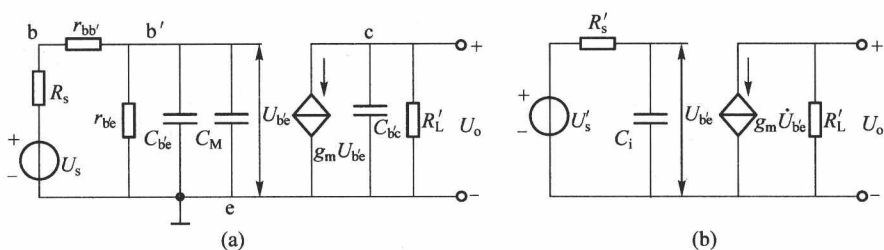


图 3.10.14 密勒等效的单向化模型及其简化电路

(a) 单向化模型 (b) 简化电路

源电压放大倍数为

$$A_{us}(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{A_{uIs}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{H1}}} \quad (3.10.25)$$

式中, A_{us1} 为中频区源电压放大倍数, 由于电容对中频电压放大倍数没有影响, 故 A_{us1} 值与以前计算的完全相同。 ω_{H1} 是由 C_i 引入的上限角频率, 其值取决于时常数 $\tau_{H1} = R_s' C_i$, 即

$$\omega_{H1} = 2\pi f_{H1} = \frac{1}{R_s' C_i} = \frac{1}{\tau_{H1}} \quad (3.10.26)$$

其幅频特性和相频特性分别为

$$|A_u(j\omega)| = \frac{|A_{uIs}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right)^2}} \quad (3.10.27)$$

$$\varphi(j\omega) = -180^\circ - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right) \quad (3.10.28)$$

由 C_i 引入的附加相移 $\Delta\varphi(j\omega)$ 为

$$\Delta\varphi(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right) \quad (3.10.29)$$

当 $\omega = \omega_{H1}$, $|A_{us}(j\omega_{H1})| = \frac{A_{us1}}{\sqrt{2}} = 0.707 A_{us1}$, $\Delta\varphi(j\omega_{H1}) = -45^\circ$

讨论:通过以上分析,为设计宽带放大器提供了依据。

(1) 选择晶体管的依据

为了提高总的上限频率,必须减小输入回路时常数 $R'_s C_i$ 。所以在选择晶体管时,要求 $r_{bb'}$ 小, $C_{b'e}$ 小(即 f_T 高), $C_{b'c}$ 小,特别是密勒等效电容 C_M 将 $C_{b'c}$ 的影响扩大了 $(1+g_m R'_L)$ 倍,所以一定要选择 $C_{b'c}$ 小而 f_T 高的晶体管作为宽带放大器的放大管。

(2) 关于信号源内阻 R_s

为了提高总的上限频率,要求信号源内阻 R_s 尽量小。如果信号源内阻较大,则建议在信号源和共射放大器之间插入一级射极跟随器作为隔离级,利用射随器的阻抗变换作用(R_i 大, R_o 小),将 R_s 的影响减小。

(3) 关于集电极负载电阻 R_c 的选择原则

R_c 增大,放大倍数随之增大。但 R_c 直接影响输入回路时常数和输出回路时常数。 R_c 增大,密勒等效电容 C_M 随之增大, ω_{H1} 下降,而且输出电阻也随之增大, ω_{H2} 也将下降,高频特性变差。所以在宽带放大器中,集电极负载电阻 R_c 一般都是比较小的(几十至几百欧姆)。通常在电路参数选定之后,增益频带积 $G \cdot BW$ 基本上是一个常数。频带宽了,增益就小。增益和频带是一对矛盾。所以,选择 R_c 时应兼顾 A_{ul} 与 f_H 的要求。

(4) 关于负载电容 C_L

负载电容 C_L 影响输出回路时间常数。当今,随着工艺水平的提高,晶体管的 f_T 可以做到很高(达 GHz 量级),因此负载电容 C_L 对 f_H 的影响突出起来。所以,要设法减小 C_L 及分布电容。在印制板(PCB)设计的布局、布线及元件选择中,都要设法减小分布电容。而且当负载电容 C_L 确实很大时,也要应用共集电路加以隔离。将共集电路插入到共射电路与负载之间,利用共集电路的输出电阻 R_o 特别小、负载能力特别强这一特点,来减小 C_L 对高频响应所造成的不良影响。当需要同时考虑管子内部极间电容和负载电容的影响时,放大器总的上限频率将更会降低,即总的上限频率 ω_H 近似为

$$\omega_H \approx \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{\omega_{H1}^2} + \frac{1}{\omega_{H2}^2}}} \quad (3.10.30)$$

3.10.6 共集放大器及共基放大器的高频响应

1. 共集放大器的高频响应

共集电路如图 3.10.15(a) 所示。这里,我们有意将基区体电阻 $r_{bb'}$ 拉出来,并将 $C_{b'e}$ 及 $C_{b'c}$ 这两个对高频响应有影响的电容标于图 3.10.15(b) 中。与共射电路对比,我们有理由说,共集电路的高频响应比共射电路要好得多,即 $f_{H(CC)} \gg f_{H(CE)}$ 。

(1) $C_{b'e}$ 的影响

由于共集电路集电极直接连接到电源 U_{CC} ,所以 $C_{b'c}$ 相当于接在内基极“b'”和“地”之间,不存在共射电路中的密勒倍增效应。因为 $C_{b'c}$ 本身很小(零点几 ~ 几皮法),只要源电阻 R_s 及 $r_{bb'}$ 较小, $C_{b'c}$ 对高频响应的影响就很小。

(2) $C_{b'c}$ 的影响

这是一个跨接在输入端与输出端的电容,利用密勒定理将其等效到输入端(如图 3.10.15

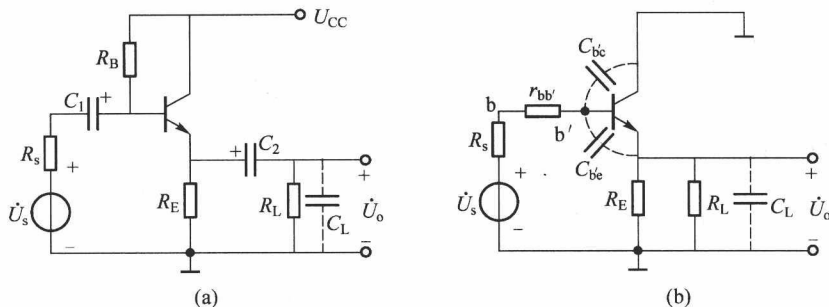


图 3.10.15 共集放大器的高频响应的讨论

(a) 电路 (b) 高频交流通路及密勒等效

(b)所示),则密勒等效电容 C_M 为

$$C_M = C_{b'e}(1 - A'_u)$$

A'_u 为共集电路的电压增益,是接近于 1 的正值,故 $C_M \ll C_{b'e}$ 。

可见,由于 $C_{b'e}$ 的密勒等效电容远小于 $C_{b'e}$ 本身 ($C_M \approx 0$),故 $C_{b'e}$ 对高频响应的影响也很小。所以,共集电路的上限频率 f_{H1} 很高。理论上,共集电路的 f_{H1} 可接近于管子的特征频率 f_T 。

同时我们可以看出,共集电路的输入电阻很大,而输入电容却很小。这也是共集电路的特点之一。

(3) C_L 的影响

我们知道,共集电路的输出电阻为

$$R_o = \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta}$$

R_o 可以做到很小。所以时常数 $R_o C_L$ 很小, f_{H2} ($f_{H2} = 1/2\pi R_o C_L$) 很高。因此说共集电路有很强的承受容性负载的能力。综上所述,共集电路的高频响应是很好的,所以在多级放大器中,总体高频响应主要取决于共射电路。而共集电路的插入,有利于共射电路高频响应的改善,有利于总体上限频率 f_H 的提高。

2. 共基放大器的高频响应

共基电路如图 3.10.16 所示,我们来考察晶体管电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 以及负载电容 C_L 对高频响应的影响。

(1) $C_{b'e}$ 的影响

由图可见,如果忽略 $r_{bb'}$ 的影响,则直接接于输入端,输入电容 $C_i = C_{b'e}$,不存在密勒倍增效应,且与 $C_{b'c}$ 无关。所以,共基电路的输入电容比共射电路的小得多。而且共基电路的输入电阻 $R_i \approx r_e = 26\text{mV}/I_{CQ}$ 也非常小,因此,共基电路输入回路的时间常数很小, f_{H1} 很高。理论分析的结果 $f_{H1} \approx f_T$ 。

(2) $C_{b'c}$ 及 C_L 的影响

如图 3.10.16(b)所示,如果忽略 $r_{bb'}$ 的影响,则 $C_{b'c}$ 直接接到输出端,也不存在密勒倍增效应。输出端总电容为 $(C_{b'c} + C_L)$ 。此时,输出回路时间常数为 $R'_o(C_{b'c} + C_L)$,输出回路决定的 f_{H2} 为

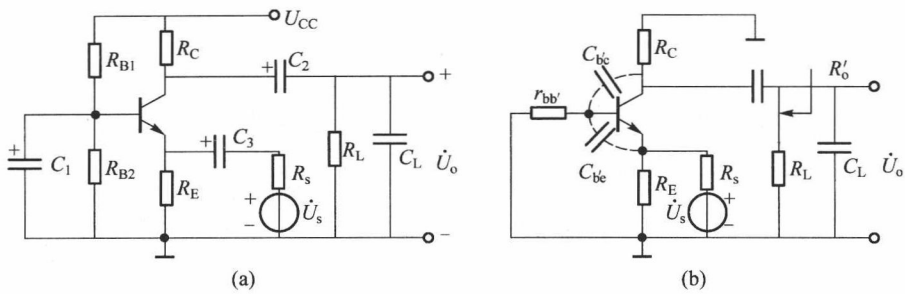


图 3.10.16 共基放大器的高频响应的讨论

(a) 电路 (b) 交流通路及极间电容

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi R'_o (C_{b'e} + C_L)} = \frac{1}{2\pi (R_C // R_L) (C_{b'e} + C_L)} \quad (3.10.31)$$

所以说,共基电路与共射电路一样,承受容性负载的能力较差,负载电容 C_L 将成为制约共基电路高频响应的主要因素。而对于纯阻负载,共基电路的高频特性将非常好。

(3) 共射-共基级联的高频响应

如图 3.10.17 所示,共射-共基放大器级联,其总放大倍数与单级共射电路的是相同的,共基电路仅仅起了电流接续器的作用($i_{c1} \approx i_{c2}$),但是总的高频响应将得到一定的改善。这是因为,共基电路的输入阻抗将作为共射电路的集电极负载。由于共基电路输入阻抗 R_{i2} 很小(约为 $r_{e2} = 26\text{mV}/I_{C2Q}$),所以共射电路 $C_{b'e}$ 的密勒倍增电容 $C_M \approx (1 + g_m r_e) C_{b'e}$ 将很小,有利于减小共射电路输入回路时间常数,从而有利于提高共射放大器的 f_H 。因此共射-共基级联被广泛应用于集成宽带放大器中。

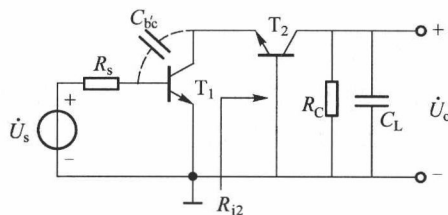


图 3.10.17 共射-共基级联有利于提高整体上限频率,展宽频带

3.10.7 场效应管放大器的高频响应

场效应管放大器的高频响应与双极型晶体管放大器的分析方法是完全相似的,其结果也完全相似。

1. 场效应管的高频小信号等效电路

无论是 MOS 管或结型场效应管,其高频小信号等效电路都可以用图 3.10.18 所示的模型表示。

图中, C_{gs} 表示栅、源间的极间电容, C_{gd} 表示栅、漏间的极间电容, C_{ds} 表示漏、源间的极间电

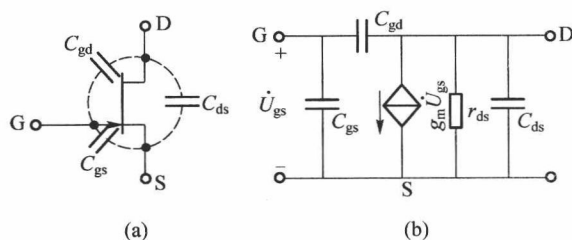


图 3.10.18 场效应管的极间电容及高频小信号等效电路

(a) 场效应管的极间电容 (b) 场效应管的高频小信号等效电路

容。在 MOS 管中,衬底与源极相连,所以栅极与衬底间的电容可以归纳到 C_{gs} 中,漏极与衬底间的电容也可归纳到 C_{ds} 中。这三个极间电容对场效应管放大器的高频响应将产生不良影响。

2. 场效应管放大器的高频响应

典型的场效应管共源放大器电路如图 3.10.19(a) 所示,其高频小信号等效电路如图 3.10.19(b) 所示。

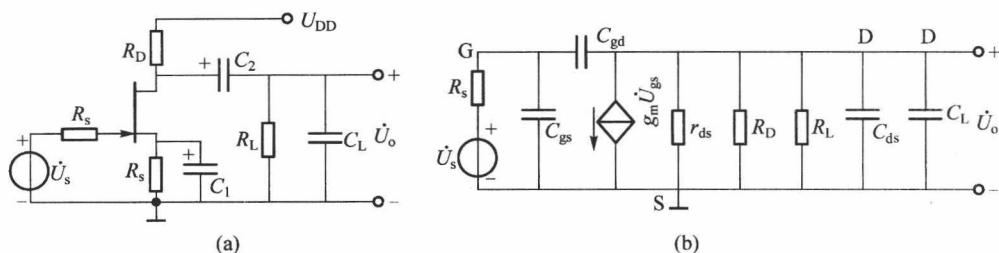


图 3.10.19 场效应管放大器及其高频小信号等效电路

(a) 放大电路 (b) 等效电路

由图 3.10.19(b) 可见, C_{gd} 是跨接在放大器输入端和输出端之间的电容。应用密勒定理作单向化处理,可将 C_{gd} 分别等效到输入端(用 C_M 表示)和输出端(用 C'_M 表示),如图 3.10.20 所示。

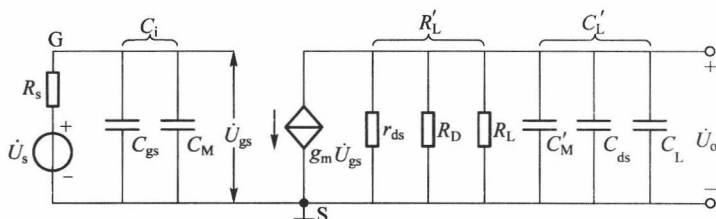


图 3.10.20 场效应管放大器单向化模型

图中

$$C_M \approx C_{gd}(1 + g_m R'_L) \quad (3.10.32)$$

$$C'_M \approx C_{gd} \quad (3.10.33)$$

有了单向化模型,我们很容易得到增益的高频表达式

$$A_u(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{-g_m R'_L}{(1+j\omega R_s C_i)(1+j\omega R'_L C'_L)} = \frac{A_{u1s}}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{H2}}\right)} \quad (3.10.34)$$

式中

$$A_{u1s} = -g_m R'_L \quad (\text{中频增益}) \quad (3.10.35)$$

$$\omega_{H1} = \frac{1}{R_s C_i} \quad (\text{输入回路时间常数引入的上限角频率}) \quad (3.10.36)$$

$$\omega_{H2} = \frac{1}{R'_L C'_L} \quad (\text{输出回路时间常数引入的上限角频率}) \quad (3.10.37)$$

总的上限频率

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{\omega_{H1}^2} + \frac{1}{\omega_{H2}^2}}} \quad (3.10.38)$$

上述分析结果显示:

(1) 要提高 f_H , 必须选择 C_{gs} 、 C_{gd} 、 C_{ds} 小的管子。

(2) f_H 高和 A_{u1s} 大是一对矛盾, 所以在选择 R_D 时要兼顾 f_H 和 A_{u1s} 的要求。

(3) 由于 $C_i (= C_{gs} + C_M)$ 的存在, 希望有恒压源激励, 即要求源电阻 R_s 小。

共漏电路、共栅电路的高频响应分析方法和晶体管电路的十分相似, 在此不予重复。

3.10.8 多级放大器的频率响应

如果放大器由多级级联而成, 那么, 总增益

$$A_u(j\omega) = A_{u1}(j\omega) A_{u2}(j\omega) \cdots A_{un}(j\omega) = \prod_{k=1}^n A_{uk}(j\omega) \quad (3.10.39)$$

取对数, 幅频特性为

$$\begin{aligned} 20\lg |A_u(j\omega)| &= 20\lg |A_{u1}(j\omega)| + 20\lg |A_{u2}(j\omega)| + \cdots + 20\lg |A_{un}(j\omega)| \\ &= \sum_{k=1}^n 20\lg |A_{uk}(j\omega)| \end{aligned} \quad (3.10.40)$$

相频特性为

$$\varphi(j\omega) = \varphi_1(j\omega) + \varphi_2(j\omega) + \cdots + \varphi_k = \sum_{k=1}^n \varphi_k(j\omega) \quad (3.10.41)$$

可见, 多级放大器的对数幅频特性为各级对数幅频特性之和, 总相移等于各级相移相加。

设单级放大器的增益表达式为

$$A_{uk}(j\omega) = \frac{A_{u1k}}{1+j\frac{\omega}{\omega_k}}$$

则多级放大器的增益 $A_u(j\omega)$ 为

$$A_u(j\omega) = \frac{A_{u11}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{H1}}} \times \frac{A_{u12}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{H2}}} \times \cdots \times \frac{A_{u1n}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{Hn}}} \quad (3.10.42)$$

$$\text{模值} \quad |A_u(j\omega)| = \frac{|A_{u1}|}{\sqrt{\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right)^2\right] \left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_{H2}}\right)^2\right] \cdots \left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_{Hn}}\right)^2\right]}} \quad (3.10.43)$$

相角

$$\Delta\varphi(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{H2}}\right) \cdots - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{Hn}}\right) \quad (3.10.44)$$

式中, $|A_{u1}| = |A_{u11}| |A_{u12}| \cdots |A_{u1n}|$ 为多级放大器中频增益。

令

$$|A_u(j\omega_H)| = \frac{|A_{u1}|}{\sqrt{2}}$$

则

$$\left[1+\left(\frac{\omega_H}{\omega_{H1}}\right)^2\right] \left[1+\left(\frac{\omega_H}{\omega_{H2}}\right)^2\right] \cdots \left[1+\left(\frac{\omega_H}{\omega_{Hn}}\right)^2\right] = 2 \quad (3.10.45)$$

若各级上限频率相等, 即 $\omega_{H1} = \omega_{H2} = \cdots = \omega_{Hn}$, 则根据式(3.10.45)得

$$\omega_H \approx (\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}) \cdot \omega_{H1} \quad (3.10.46)$$

解该方程, 忽略高次项, 可得多级放大器的上限角频率也可用式(3.10.46)近似计算

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\omega_{H1}^2} + \frac{1}{\omega_{H2}^2} + \cdots + \frac{1}{\omega_{Hn}^2}}} \quad (3.10.47)$$

对于多级阻容耦合放大器级联, 总的下限角频率与各级下限角频率的关系式为

$$\omega_L \approx \sqrt{\omega_{L1}^2 + \omega_{L2}^2 + \cdots + \omega_{Ln}^2} \quad (3.10.48)$$

通过以上分析可以得出下述结论:

(1) 多级放大器总的上限频率 f_H 比其中任何一级的上限频率 f_{Hk} 都要低, 而下限频率 f_L 比其中任何一级的下限频率 f_{Lk} 都要高。也就是说, 多级放大器总的放大倍数增大了, 但总的通频带 ($f_H - f_L$) 变窄了。

(2) 在设计多级放大器时, 必须保证每一级的通频带都比总的通频带宽。例如一个四级放大器的总通频带要求为 300 Hz ~ 3.4 kHz (电话传输所需带宽), 若每级通频带都相同, 则每级放大器的上限频率为 $3.4\text{kHz}/\sqrt{2^{\frac{1}{4}} - 1} = 7.8\text{kHz}$, 而下限频率应为 $300\text{Hz}/\sqrt{2^{\frac{1}{4}} - 1} = 130\text{Hz}$ 。

(3) 如果各级通频带不同, 则总的上限频率基本上取决于最低的一级。所以要增大总的上限频率 f_H , 尤其要注意提高上限频率最低的那一级 f_{H1} , 因为它对总 f_H 起了主导作用。

本章小结

1. 放大器可视为一个二端口网络, 其主要指标有放大倍数 (增益)、输入电阻、输出电阻、频率响应 (带宽 BW、上限频率)、非线性失真系数 (THD) 等。设计者要使放大电路满足各项指标。

2. 正确设置放大器的偏置电路,使电路有一个合适的直流工作点,并使整个信号变化范围内,晶体管(场效应管)都工作在放大区(恒流区),以保证不失真地放大信号。判断放大器工作状态的方法是:

(1) 若 $U_{BEQ} \leq U_{on}$, ($U_{GSQ} \leq U_{GS(off)}$, $U_{GSQ} \leq U_{GS(th)}$), 则晶体管(场效应管)截止; $I_{CQ}(I_{DQ}) = 0$, $U_{CEQ}(U_{DSQ})$ 达到最高。

(2) 若 $U_{BEQ} > U_{on}$, ($U_{GSQ} > U_{GS(off)}$, $U_{GSQ} > U_{GS(th)}$), 则晶体管(场效应管)导通, 计算 I_{BQ} 、 $I_{CQ}(I_{DQ})$ 、 $U_{CEQ}(U_{DSQ})$, 对 NPN 管(或 N 沟道场效应管)而言, 如果 $U_{CEQ} > 0$, ($U_{DSQ} > 0$), 则工作在放大区(恒流区), 反之, 如果 $U_{CEQ} < 0$, ($U_{DSQ} < 0$), 则工作在饱和区(可变电阻区)。令 $U_{CEQ} \approx 0$, ($U_{DSQ} \approx 0$), 可计算出饱和电流 $I_{CS}(I_{DS})$ 。

(3) 工作在放大区(恒流区)的晶体管(场效应管)可用小信号模型来等效, 主要模型参数有: β , g_m , r_{be} , $r_{ce}(=U_A/I_{CQ})$ (晶体管); g_m , $r_{de}(=U_A/I_{DQ})$ (场效应管)。用小信号模型代替晶体管(场效应管)后, 可得到放大器的交流小信号等效电路, 从而很方便地分析放大器的各项指标。

(4) 根据输入输出端的不同, 放大器有三种不同组态, 即: 共射(共源)、共集(共漏)、共基(共栅)。共射(共源)放大器输入输出信号反相, 电压放大倍数大, 通常作为多级放大器的主放大器。共集(共漏)放大器输入输出信号同相, 电压放大倍数等于(小于)1, 输入电阻很大, 输出电阻很小, 频率响应很好, 通常可作为多级放大器的输入级、输出级或中间级, 共基(共栅)放大器输入输出信号同相, 放大倍数大, 但输入电阻很小, 导致源电压放大倍数很小, 一般用得较少。但因为其频率响应好, 故在高频电路中有所应用。

(5) 多级放大器的总电压放大倍数为各级电压放大倍数之乘积(若取对数则为各级增益 dB 数之和)。计算各级电压放大倍数时要考虑前后级的影响, 一般将后级视为前级负载($R_{L1} = R_{L2}$)来计入后级对前级增益的影响。

(6) 影响放大器高频响应的因素主要有晶体管(场效应管)的极间电容和电路的分布电容、负载电容等, 在工程估算中, 用密勒等效原理将混合 π 等效电路单向化后, 分别求出输入回路及输出回路时间常数 τ_{H1} 、 τ_{H2} , 得 $f_{H1} = \frac{1}{2\pi\tau_{H1}}$, $f_{H2} = \frac{1}{2\pi\tau_{H2}}$, 从而得到总的上限频率 $f_H = 1/\sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2}}$ 。多级放大器的上限频率主要取决于最低的那一级放大器。晶体管(场效应管)的极间电容和电路的分布电容、负载电容越小, 特征频率 f_T 越高, 负载电阻 R_C 越小, 高频响应越好。

(7) 影响放大器低频响应的因素主要有耦合电容和旁路电容等, 耦合电容和旁路电容越大, 低频响应越好。总下限频率 $f_L = \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \dots}$ 。

习题

3-1 放大器模型如图 P3-1 所示, 已知输出开路电压增益 $A_{uo} = 10$, 试分析计算下列情况的

源电压增益 $A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}$ 。

(1) $R_i = 10R_s$, $R_L = 10R_o$;

(2) $R_i = R_s$, $R_L = R_o$;

(3) $R_i = 10R_s, R_L = \frac{R_o}{10}$

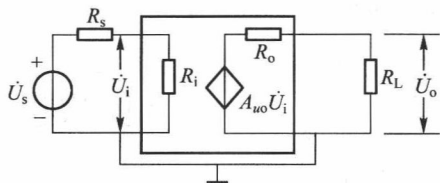


图 P3-1

3-2 放大器模型如图 P3-1 所示, 已知 $R_s = 1\text{k}\Omega, R_L = 2\text{k}\Omega$, 用示波器测得 $u_s = 1\sin\omega t(\text{V})$, $u_i = 0.8\sin\omega t(\text{V})$, 将 R_L 开路, 测得 $u_o = 5\sin\omega t(\text{V})$, 接上后, 测得 $u_o = 4\sin\omega t(\text{V})$, 试求出:

- (1) R_i, R_o, A_{uo}, A_{us} 的值;
- (2) 电流放大倍数;
- (3) 功率放大倍数。

3-3 (1) 有一个方波经放大器放大后的波形产生了畸变[如图 P3-3(a)所示], 试问该放大器产生了什么失真? 产生失真的原因是什么?

(2) 有一个正弦波, 经放大器放大后的波形产生了畸变[如图 P3-3(b)所示], 试问该放大器产生了什么失真? 产生失真的原因是什么?

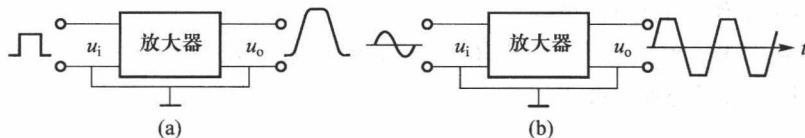


图 P3-3

3-4 有一个放大器的对数振幅频率响应如图 P3-4 所示, 试问:

- (1) 中频放大倍数 A_{ul} ;
- (2) 上限频率 f_H ;
- (3) 下限频率 f_L 。

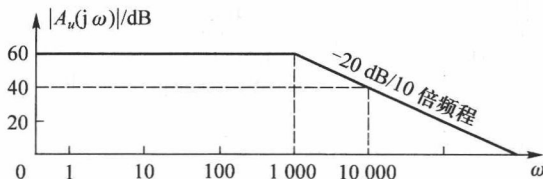


图 P3-4

3-5 在图 P3-5 放大电路中, 三极管的 $\beta = 50, R_B = 500\text{k}\Omega, R_L = 6.8\text{k}\Omega, U_{CC} = 12\text{V}, U_{BEQ} =$

0.6V,

- (1) 计算静态工作点;
- (2) 若要求 $I_{CQ}=0.5\text{mA}$, $U_{CEQ}=6\text{V}$, 求所需的 R_B 和 R_C 值。

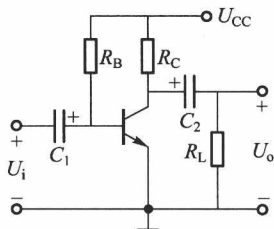


图 P3-5

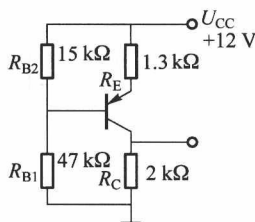


图 P3-6

3-6 晶体管电路如图 P3-6 所示, 已知 $\beta=100$, $U_{BE}=-0.3\text{V}$,

- (1) 估算直流工作点 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ;
- (2) 若偏置电阻 R_{B1} 、 R_{B2} 分别开路, 试分别估算集电极电位 U_C 值, 并说明各自的工作状态;
- (3) 若 R_{B2} 开路时, 要求 $I_{CQ}=2\text{mA}$, 试确定 R_{B1} 应取多大值。

3-7 电压负反馈型偏置电路如图 P3-7 所示。若晶体管的 β 、 U_{BE}

已知,

- (1) 计算工作点的表达式;
- (2) 简述稳定工作点的原理。

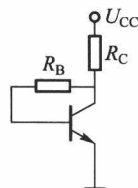


图 P3-7

3-8 试判别图 P3-8 各电路是否具有正常放大作用? 若无放大作用则说明理由, 并将错误处加以改正。

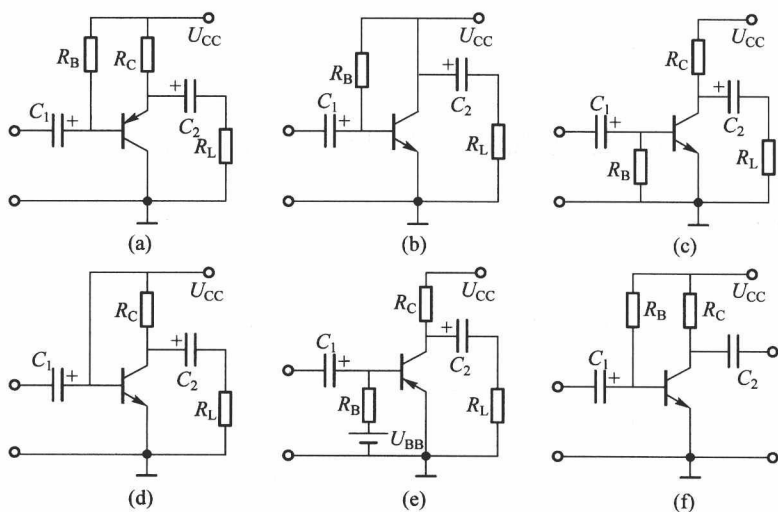


图 P3-8

3-9 试画出图 P3-9 所示电路的直流通路和交流通路。

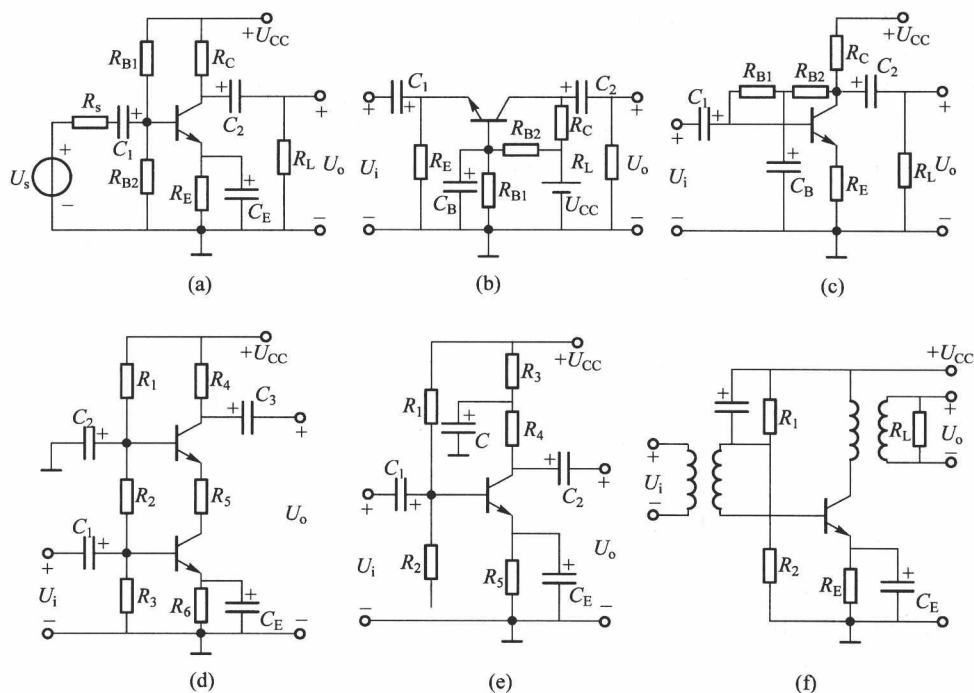


图 P3-9

3-10 测得放大电路中某晶体管三个电极上的电流分别为 2mA 、 2.02mA 、 0.02mA 。已知该管的厄尔利电压 $U_A = 120\text{V}$ ， $r_{bb'} = 200\Omega$ 。试画出该晶体管的交流等效电路，确定等效电路中各参数值。

3-11 在图 P3-11 所示电路中，设 $\beta = 50$ ， $U_{BE} = 0.7\text{V}$ ，

- (1) 估算直流工作点；
- (2) 求电压放大倍数 A_u 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ；
- (3) 旁路电容 C_E 开路，试画出交流等效电路，并重新计算 A_u 、 R_i 、 R_o 。

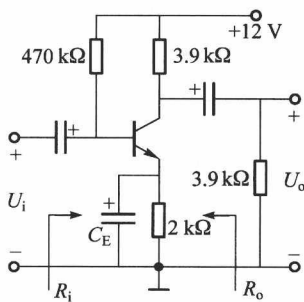


图 P3-11

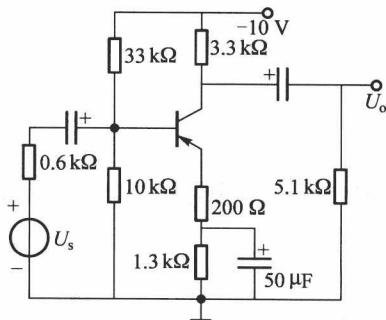


图 P3-12

3-12 在图 P3-12 电路中，设晶体管 $\beta = 50$ ， $U_{BE} = -0.2\text{V}$ ， $r_{bb'} = 300\Omega$ ，

- (1) 求静态工作点；

(2) 画出交流小信号等效电路;

(3) 求源电压放大倍数 $A_{us} = U_o / U_s$ 。

3-13 图 P3-13 所示电路可用来测量放大器的输入、输出电阻。当开关 S_1 闭合时,若电压表 V_1 的读数为 50mV ,而 S_1 打开时, V_1 的读数为 100mV ,试求输入电阻 R_i 。当开关 S_1 闭合时,电压表 V_2 的读数为 1V ,而 S_2 打开时, V_2 的读数为 2V ,试求输出电阻 R_o 。

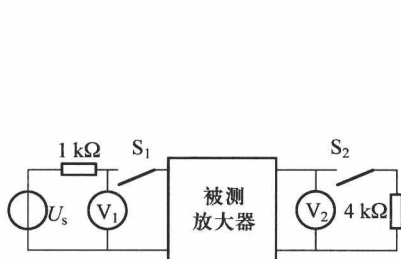


图 P3-13

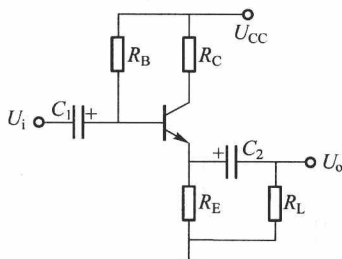


图 P3-14

3-14 射极输出器电路如图 P3-14 所示。已知 $U_{CC} = 12\text{V}$, $R_E = 4\text{k}\Omega$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $R_B = 200\text{k}\Omega$, $R_C = 50\Omega$, 晶体管采用 3DG6, $\beta = 50$ 。

(1) 计算电路的静态工作点;

(2) 求电压放大倍数和输入、输出电阻。

3-15 在图 P3-15 所示的电路中,三极管的 $\beta = 80$, $r_{be} = 2.2\text{k}\Omega$ 。

(1) 求放大器的输入电阻 R_i ;

(2) 分别求从射极输出时的 A_{u2} 和 R_{o2} 及从集电极输出时的 A_{u1} 和 R_{o1} 。

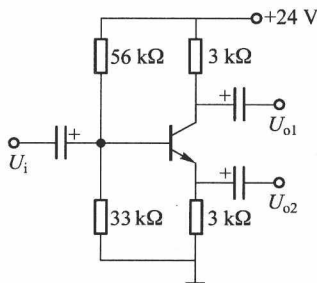


图 P3-15

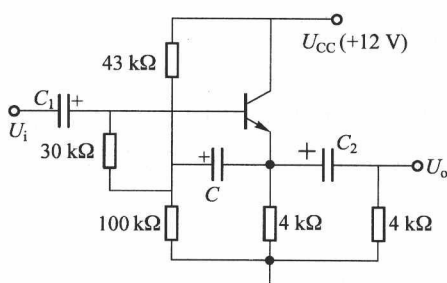


图 P3-16

3-16 采取自举措施的射极输出器如图 P3-16 所示,已知晶体管的

$$U_{BE} = 0.7\text{V}, \beta = 50, r_{bb'} = 100\Omega.$$

(1) 求静态工作点;

(2) 求电压放大倍数 A_u 和输出电阻 R_o ;

(3) 说明自举电容 C 对输入电阻的影响。

3-17 在图 P3-17 共基极放大电路中,晶体管的 $\beta = 50$, $r_{bb'} = 50\Omega$, $R_{B1} = 30\text{k}\Omega$, $R_{B2} = 15\text{k}\Omega$, $R_E = 2\text{k}\Omega$, $R_C = R_L = 3\text{k}\Omega$, $U_{CC} = 12\text{V}$,

(1) 计算放大器的直流工作点;

(2) 求放大器的 A_u 、 R_i 、 R_o 。

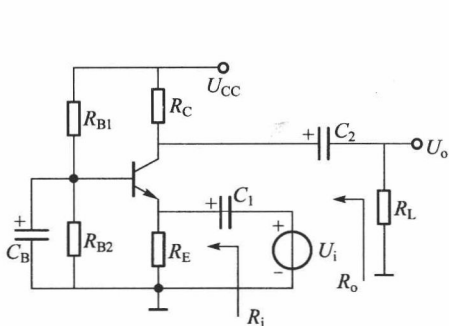


图 P3-17

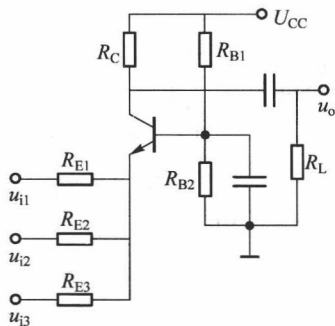


图 P3-18

3-18 电路如图 P3-18 所示,这是一个共基相加电路。试证明:

$$u_o \approx \frac{R'_L}{R_{E1}} u_{i1} + \frac{R'_L}{R_{E2}} u_{i2} + \frac{R'_L}{R_{E3}} u_{i3}$$

式中: $R'_L = R_C // R_L$ 。

3-19 已知图 P3-19 共源放大电路的元器件参数如下:在工作点上的管子跨导及其他参数为 $g_m = 1 \text{ ms}$, $r_{ds} = 200 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 300 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 2 \text{ k}\Omega$, 试估算放大器的电压增益、输入电阻和输出电阻。

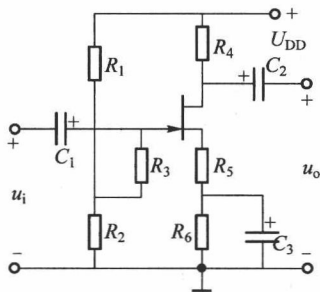


图 P3-19

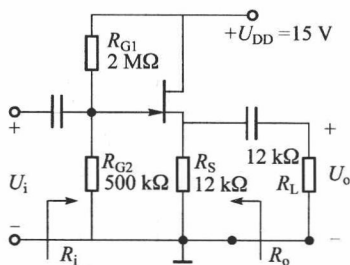


图 P3-20

3-20 场效应管放大电路如图 P3-20 所示,已知 $g_m = 10 \text{ mS}$, 试求电压增益、输入电阻和输出电阻。

3-21 放大电路如图 P3-21 所示。

(1) 画出交流通路,说明是何种组合放大器;

(2) 求电压放大倍数 $A_u = U_o / U_i$ 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的表达式。

3-22 电路如图 P3-22 所示,已知 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100 \Omega$ 。

(1) 若要求输出直流电平 $U_{oQ} = 0 \text{ V}$, 估算偏置电阻 R_2 的数值;

(2) 若 $u_i = 100 \sin \omega t (\text{mV})$, 试求 u_o ;

(3) 求输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

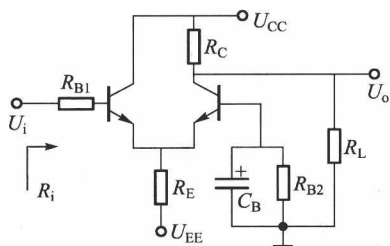


图 P3-21

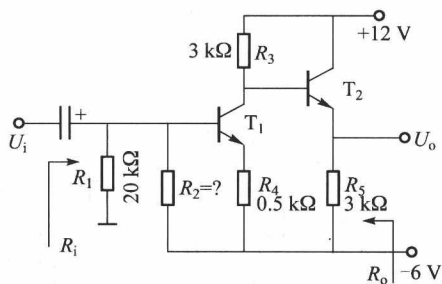


图 P3-22

3-23 电路如图 P3-23 所示,试求出增益 $A_u = U_o/U_i$ 及 R_i 、 R_o 的表达式。

3-24 按照如下的不同应用场合,试分别选择适合的组合放大器:

- (1) 电压测量放大器的输入级电路;
- (2) 受负载变化影响小的放大电路;
- (3) 负载为 $0.2\text{ k}\Omega$,要求电压增益大于 60 dB 的电压放大电路;
- (4) 需放大的信号频率较高。

3-25 试判断图 P3-25 所示各电路属于何种组态放大器,并说明输出信号相对输入的相位关系。

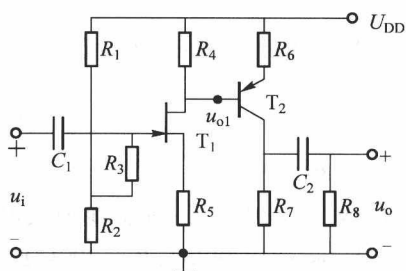


图 P3-23

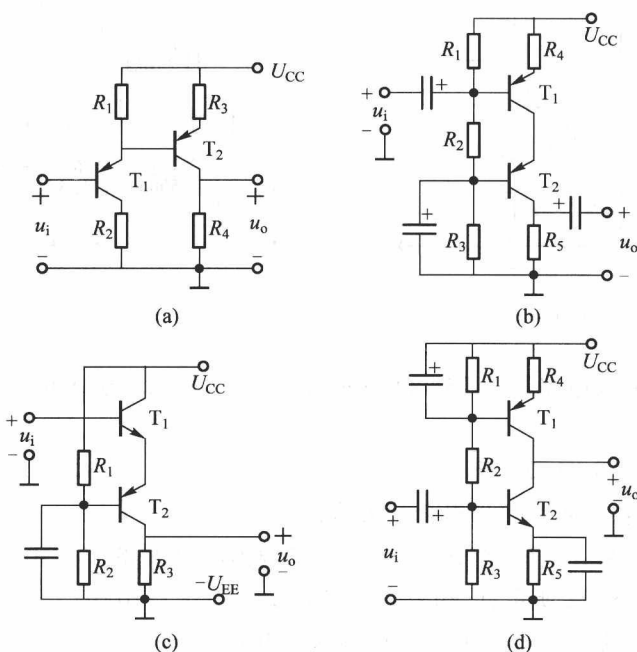


图 P3-25

3-26 单级放大电路与晶体管输出特性如图 P3-26 所示。

- (1) 作直流负载线, 确定静态工作点 Q_1 ;
- (2) 当 R_C 由 $4\text{k}\Omega$ 增大到 $6\text{k}\Omega$ 时, 工作点 Q_2 将移到何处?
- (3) 当 R_B 由 $200\text{k}\Omega$ 变为 $100\text{k}\Omega$ 时, 工作点 Q_3 将移到何处?

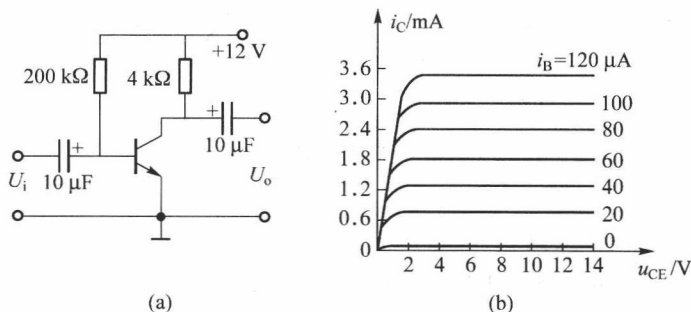


图 P3-26

3-27 放大电路如图 P3-27(a) 所示, 按照电路参数在图 P3-27(b) 中:

- (1) 画直流负载线, 并确定 Q 点 (设 $U_{BEQ} = 0.7\text{V}$);
- (2) 画交流负载线, 定出对应于 I_B 为 $0 \sim 100\mu\text{A}$ 时, U_{CE} 的变化范围。

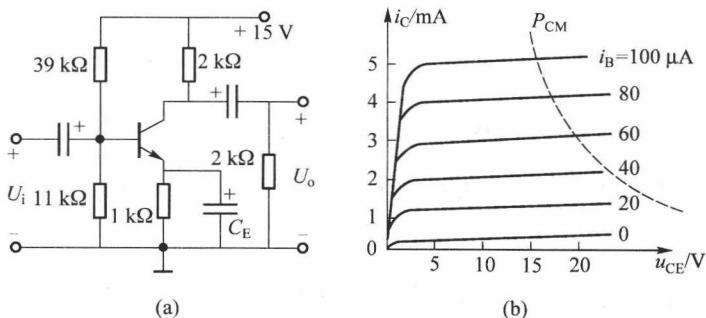


图 P3-27

3-28 放大电路如图 P3-28(a) 所示, 已知 $\beta = 50$, $U_{BE} = 0.7\text{V}$, $U_{CES} = 0$, $R_C = 2\text{k}\Omega$, $R_L = 20\text{k}\Omega$, $U_{CC} = 12\text{V}$,

- (1) 若要求放大电路有最大的输出动态范围, 问 R_B 应调到多大;
- (2) 若已知该电路的交、直流负载线如图 P3-28(b) 所示, 试求: U_{CC} 、 R_C 、 U_{CEQ} 、 I_{CQ} 、 R_L 、 R_B 和输出动态范围 U_{opp} 。

3-29 在图 P3-28(a) 中, 设三极管的 $\beta = 100$, $U_{BE} = 0.7\text{V}$, $U_{CES} = 0.5\text{V}$, $R_C = 1\text{k}\Omega$, $R_B = 360\text{k}\Omega$, $U_{CC} = 15\text{V}$, 若接上负载 $R_L = 1\text{k}\Omega$, 试估算输出动态范围。

3-30 假设 NPN 管固定偏流共射极放大器的输出电压波形分别如图 P3-30(a)、(b) 所示。试问:

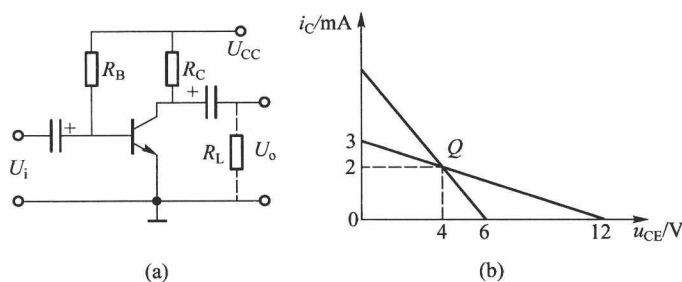


图 P3-28

- (1) 产生了何种非线性失真；
- (2) 偏置电阻 R_B 应如何调节才能消除该失真。



图 P3-30

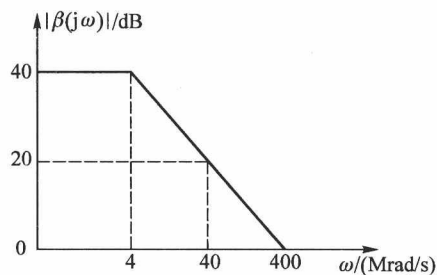


图 P3-33

3-31 将上题中的晶体管改为 PNP 型管,重做上题。

3-32 已知某放大器的频率特性表达式为 $A(j\omega) = \frac{200 \times 10^6}{j\omega + 10^6}$, 试求该放大器的中频增益、上限频率及增益频带积。

3-33 已知某晶体管电流放大倍数的频率特性波特图如图 P3-33 所示,试写出 β 的频率特性表达式,分别指出该管的 ω_β 、 ω_T 各为多少,并画出其相频特性的渐近波特图。

3-34 已知某放大器的频率特性表达式为 $A(j\omega) = \frac{10^{13}(j\omega + 100)}{(j\omega + 10^6)(j\omega + 10^7)}$

- (1) 试画出该放大器的幅频特性及相频特性渐近波特图；
- (2) 确定其中频增益及上限频率的大小。

3-35 一放大器的中频增益 $A_{ul} = 40\text{dB}$, 上限频率 $f_H = 2\text{MHz}$, 下限频率 $f_L = 100\text{Hz}$, 输出不失真的动态范围为 $U_{opp} = 10\text{V}$, 在下列各种输入信号情况下会产生什么失真？

- (1) $u_i(t) = 0.1 \sin(2\pi \times 10^4 t) (\text{V})$;
- (2) $u_i(t) = 10 \sin(2\pi \times 3 \times 10^6 t) (\text{mV})$;
- (3) $u_i(t) = 10 \sin(2\pi \times 400 t) + 10 \sin(2\pi \times 10^6 t) (\text{mV})$;
- (4) $u_i(t) = 10 \sin(2\pi \times 10 t) + 10 \sin(2\pi \times 5 \times 10^4 t) (\text{mV})$;
- (5) $u_i(t) = 10 \sin(2\pi \times 10^3 t) + 10 \sin(2\pi \times 10^7 t) (\text{mV})$ 。

3-36 分相器电路如图 P3-36 所示,该电路的特点是,在集电极和发射极可输出一对等值反相的信号。现有一容性负载,若将其分别接到集电极和发射极,则由此引入的上限频率各为多少?(不考虑晶体管内部电容的影响。)

3-37 有一放大器的传递函数为 $A_u(j\omega)$

$$= \frac{-1000}{\left(1 + j \frac{\omega}{10^7}\right)^3}$$

试问:

- (1) 其中低频放大倍数为多少?
- (2) 放大倍数绝对值 $|A_u(j\omega)|$ 及附加相移 $\Delta\varphi(j\omega)$ 的表达式;
- (3) 画出幅频特性波特图;
- (4) 上限频率 f_H 。

3-38 一放大器的混合型等效电路如图 P3-38 所示,其中, $R_s = 100\Omega$, $r_{bb'} = 100\Omega$, $\beta = 100$, $I_{CQ} = 1\text{mA}$, $C_{b'e} = 2\text{pF}$, $f_T = 300\text{MHz}$, $R_C = R_L = 1\text{k}\Omega$ 试求:

- (1) $r_{b'e}$ 、 $C_{b'e}$ 和 g_m ;
- (2) 密勒等效电容 C_M ;
- (3) 中频源增益 $A_{u_{is}}$;
- (4) 上限频率 f_{H1} 和附加相移 $\Delta\varphi(jf_{H1})$ 。

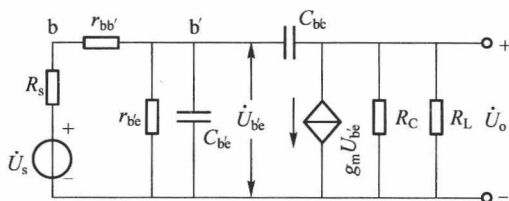


图 P3-38

3-39 放大电路如图 P3-39(a) 所示,已知晶体管参数 $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100\Omega$, $r_{b'e} = 2.6\text{k}\Omega$,

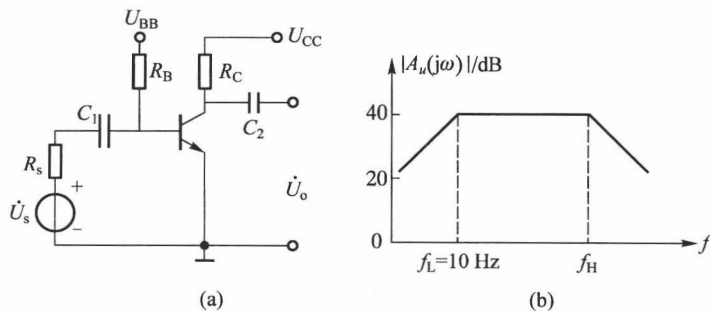


图 P3-39

$C_{b'e} = 60\text{pF}$, $C_{b'c} = 4\text{pF}$, $R_B = 500\text{k}\Omega$, 源电阻 $R_s = 100\Omega$, 要求的频率特性如图 P3-39(b) 所示, 试回答:

- (1) $R_C = ?$ (提示: 首先满足中频增益的要求。)
- (2) C_1 的值;
- (3) f_H 的值。

3-40 放大电路如图 P3-40 所示, 要求下限频率 $f_L = 10\text{Hz}$ 。若假设 $r_{be} = 2.6\text{k}\Omega$, 且 C_1 、 C_2 、 C_3 对下限频率的贡献是一样的, 试分别确定 C_1 、 C_2 、 C_3 的值。

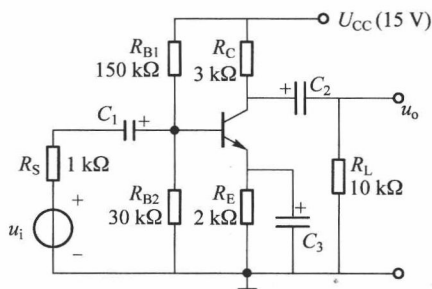


图 P3-40

3-41 在图 P3-40 中, 若下列参数变化, 对放大器性能有何影响 (指工作点 I_{CQ} 、 A_{ul} 、 R_i 、 R_o 、 f_H 、 f_L)?

- (1) R_L 变大;
- (2) 负载电容 C_L 变大;
- (3) R_E 变大;
- (4) C_1 变大。

第四章 集成运算放大器内部电路设计

集成电路是 20 世纪 60 年代初发展起来的一种新型器件。集成运算放大器(简称集成运放)是一种模拟集成电路。由于早期主要用于模拟计算机实现各种数学运算,由此而得名,并沿用至今。现在,集成运放的应用已远远超出模拟运算的范围,而作为一种高增益器件广泛用于各种电子设备中。

本章将从应用的角度着重讨论集成运放的组成原理及性能参数。对构成运放的基本单元电路——差分放大器和电流源电路作详细讨论,最后介绍两种典型集成运放实例。

4.1 集成运算放大器电路概述

集成电路(IC: Integrated Circuit)是在同一块微小的硅片上经过氧化、光刻、扩散、外延、蒸铝等工艺,将电阻、二极管、晶体管、场效应管及小电容和它们之间的连线组成的完整电路制作在一起,最后再进行封装,形成的一个实现特定功能的完整电路。集成电路可分为模拟集成电路和数字集成电路两大类。集成运算放大电路是模拟集成电路的一种,是一种高放大倍数的多级直接耦合放大电路,简称集成运放或运放。其最初的设计目的是用于模拟信号的数值运算,因而得名,但实际的应用功能已远非于此。集成运放具有高放大倍数、低成本、体积小、重量轻、功耗低、工作可靠等优越性能,具有许多分立元件电路所不具备的优点,广泛用于信号的产生、运算、变换等方面。在自动控制、测量仪表等领域占有重要的地位。

目前,除了通用型集成运放以外,还有为适应各种特殊要求而设计的专用运放。从运放实用的情况出发,以电路的性能指标来区分类型,可分为高阻型、高速型、高精度型、低温漂型、低/低功耗型和高压大功率型运算放大器。除此以外,目前还有为某个特定功能而专门设计和生产的运放,例如仪表用放大器、缓冲放大器、隔离放大器等。

集成运放是一种多级放大电路,性能理想的运放应该具有电压增益高、输入电阻大、输出电阻小、工作点漂移小等特点。与此同时,在电路的选择及构成形式上又要受到集成工艺条件的严格制约。因此,集成运放在电路设计上具有许多特点,主要有:

(1) 级间采用直接耦合方式。目前,采用集成电路工艺还不能制作大电容和电感。因此,集成运放电路中各级间的耦合只能采用直接耦合方式。利用二极管等器件进行温度补偿和电位偏移。

(2) 尽可能用有源器件代替无源元件。集成电路中制作的电阻、电容,其数值和精度与它所占用的芯片面积成比例,数值越大,精度越高,则占用芯片面积就越大。相反,制作晶体管不仅方便(因为制造工序就是按制作最佳性能的 NPN 晶体管而设计的),而且占用芯片面积也小。所以

在集成运放电路中,一方面应避免使用大电阻和大电容,另一方面应尽可能采用双极型三极管或场效应管等有源器件组成的恒流源电路来替代大电阻。

(3) 用对称结构改善电路性能:由集成工艺制造出来的元器件,虽然参数的精度不是很高,受温度的影响也比较大,但由于电路的各有关元件都处在同一块微小的硅片上,用相同的工艺制造出来,所以它们的参数对称性好。因此,在集成运放的电路设计中,应尽可能使电路性能取决于元器件参数的比值,而不依赖于元器件参数本身,以保证电路参数的准确及性能稳定。

(4) 在集成电路中,横向 PNP 晶体管的 β 小($\beta < 10$),耐压高,而纵向 NPN 三极管的 β 大。因此,广泛采用复合管,以提高电路的放大性能。

(5) 集成电路中,二极管大多采用双极型晶体管的结构代替,多用于温度补偿和电位移动电路。因此,温度稳定性较高。

(6) 集成电路的集成度高,功耗小,偏置电流比分立元件电路小得多。

集成运放的内部通常由四个主要单元电路组成,包括输入级、中间级、输出级和偏置电路,其组成框图如图 4.1.1 所示。集成运算放大器各部分的电路特性说明如下。

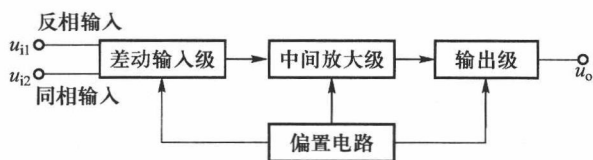


图 4.1.1 集成运放的组成框图

(1) 输入级

集成运放的输入级又称为前置级,对输入级的基本要求是输入电阻高、差模电压放大倍数大、共模信号抑制能力强、静态电流和失调偏差小。输入级的性能好坏直接影响集成运放的很多性能参数。

(2) 中间级

中间级的主要作用是提供足够大的电压放大倍数,是整个电路的主要放大电路,多采用共发射极(或共源极)放大电路,其放大倍数可达到几千倍以上。对中间级的要求是具有较高的电压增益和较大的输入电阻。

(3) 输出级

输出级的主要作用是提高输出功率、降低输出电阻(即提高带负载能力)、减小非线性失真和增大输出电压的动态范围。此外,输出级应有过载保护措施,以防负载意外短路而损坏功率管。

(4) 偏置电路

由于集成电路工艺的特殊性,与分立元件电路不同的是:集成运放的偏置电路通常采用恒流源电路,为各级放大电路提供合适的静态电流,从而确定静态工作点。偏置电路对集成运放的某些性能如功耗和精度有着非常重要的影响。

集成运放具有两个输入端和一个输出端,其中一个输入端与输出端为反相的关系,称为反相

输入端,用符号“-”表示;另一个输入端与输出端为同相的关系,称为同相输入端,用符号“+”表示。现阶段国内外流行的集成运放的电路图形符号如图 4.1.2 所示。图中的 u_+ 、 u_- 和 u_o 分别表示同相输入端、反相输入端和输出端的电压。实际的集成运放还有其他的引出端,如电源电压的引出端:一般有两个电源端,其中一个接正电源,另一个接负电源或接地。值得注意的是集成运放电路图中所标电压均以公共“地”端为参考电位点。

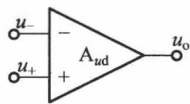


图 4.1.2 集成运放的电路图形符号

4.2 集成运放电路中的电流源电路

电流源(亦称恒流源)电路是一种能输出比较稳定电流的电子电路。对电流源的主要要求有

- (1) 能够输出符合要求的恒定直流电流;
- (2) 交流输出电阻尽可能大;
- (3) 对温度的灵敏度低;
- (4) 受电源电压等因素的影响要小。

通常,在集成运放电路中采用晶体三极管和场效应三极管构成的电流源电路。电流源常用于偏置电路;或者作为有源负载,取代高阻值的电阻,以便大大提高电路的放大倍数。常用的集成电流源有以下几种形式。

4.2.1 双极型晶体管组成的电流源

1. 单管电流源

由于晶体管在放大区的输出特性具有恒流的特点,因此一个工作在放大区的晶体管就可作为电流源,称为单管电流源。一个基本的单管电流源电路如图 4.2.1(a) 所示,该电路中只要保证基极电位 U_B 恒定,即可实现集电极输出电流 I_C 恒定。 I_C 就是恒定输出电流 I_o ,晶体管的 r_{ce} 就是输出电阻 R_o 。设晶体管工作于 Q 点,如图 4.2.1(b) 所示,则电流源输出端对地之间的直流等效电阻 $R_{DC} = U_{CE}/I_C$,其值较小,而动态电阻 $R_o = r_{ce}$ 的值较大。可见,直流电阻小、交流电阻大是电流源的突出特点,这一特点使电流源获得了广泛的应用。

图 4.2.1(a) 所示电流源的输出电流为

$$U_B \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{CC} \quad (4.2.1)$$

$$I_C \approx I_E = \frac{U_B - U_{BE}}{R_3} \quad (4.2.2)$$

可以证明

$$R_o = \frac{\dot{U}}{\dot{I}_o} \approx r_{ce} \left[1 + \frac{\beta R_3}{r_{be} + R_3 + R_1 // R_2} \right] \quad (4.2.3)$$

图 4.2.1(c) 为该电路的等效电流源表示方法。

单管电流源的缺点是受电源波动影响大,而且电阻过多,不便于集成工艺实现。另外,作为

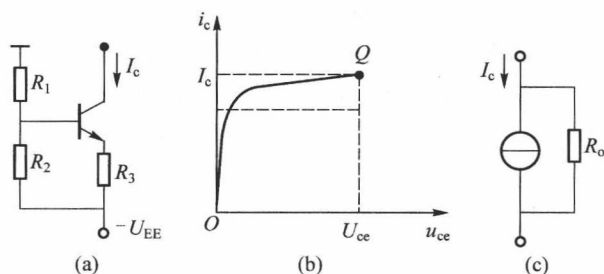


图 4.2.1 单管电流源电路

(a) 分压式偏置电路 (b) 晶体管的输出特性 (c) 等效电流源表示法

电流源的内阻, r_{ce} 数值还是不够大, 恒流特性不太好。故需要进一步改进。下面介绍常见的电流源电路。

2. 镜像电流源

镜像电流源是一种在集成电路中应用十分广泛的电路。BJT 管组成的镜像电流源如图 4.2.2 所示。它由两个参数完全相同的 NPN 三极管 T_1 和 T_2 组成, T_1 管与 R 一起产生基准电流 I_{REF} , 由图 4.2.2 得

$$I_{REF} = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{R} \quad (4.2.4)$$

因为 $U_{BE1} = U_{BE2}$, 从而保证 T_1 管处于放大状态, 即 $I_{C1} = \beta I_{B1}$ 。另外由于 T_1 和 T_2 做在同一硅片上, 其工艺、结构、参数都比较一致, 因此可以认为输出恒流 I_{C2} 和基准电流 I_{C1} 相等, 即两管的集电极电流接近, 如同镜像一样, 所以这种电流源电路称为镜像电流源, 又称为电流镜 (Current Mirror)

由图 4.2.2 所示电路的结构可知: $\beta_1 = \beta_2$, $U_{BE1} = U_{BE2}$, $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, $I_{C1} = I_{C2} = I_C$, 则

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{REF} - 2I_B = I_{REF} - 2 \frac{I_{C2}}{\beta} \quad (4.2.5)$$

即

$$I_{REF} = I_{C2} + 2 \frac{I_{C2}}{\beta} = I_{C2} \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \quad (4.2.6)$$

所以

$$I_{C2} = I_{REF} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta} \right)} \quad (4.2.7)$$

当 $\beta \gg 2$ 时, 输出的偏置电流

$$I_{C2} \approx I_{REF} = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{R} \approx \frac{U_{CC}}{R} \quad (4.2.8)$$

一般集成运放中纵向 (NPN) 三极管的 β 均在 100 以上, 因而式 (4.2.8) 是成立的。当 U_{CC} 和 R 的值一定时, I_{C2} 也就确定了。

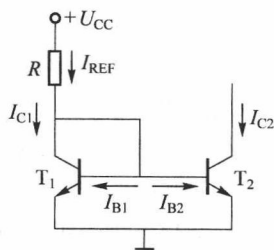


图 4.2.2 镜像电流源

镜像电流源具有一定的温度补偿作用,当温度升高时,电流和电压的变化过程如下:

$$\begin{array}{ccccccc} T \uparrow & \rightarrow & I_{C1} \uparrow & \rightarrow & I_{REF} \uparrow & \rightarrow & U_{BE1} \downarrow \\ & & I_{C1} \downarrow & \leftarrow & & & I_{B1} \downarrow \end{array}$$

可见,镜像电流源不仅具有结构简单的优点,而且具有一定的温度补偿作用,电流源的稳定性得到了提高。

由于集成运放是多级放大电路,需要给多个放大管提供偏置电流和有源负载,因此常用到多路电流源。多路电流源是利用一个基准电流,同时获得多个不同输出电流的电流源。多路镜像电流源如图 4.2.3 所示。很容易看出, I_{C2} 、 I_{C3} ... I_{CN} 各路电流都和 I_{REF} 成镜像关系,且有

$$I_{C2} = I_{C3} = I_{CN} = I_{REF} \frac{1}{1 + \frac{N}{\beta}} \quad (4.2.9)$$

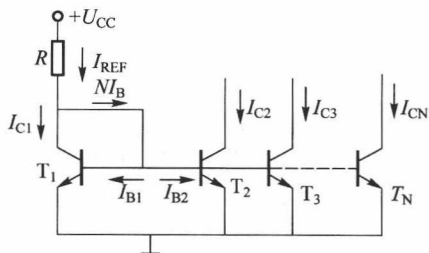


图 4.2.3 多路镜像电流源

在集成电路中,多路镜像电流源是由多集电极晶体管实现的,三集电极横向晶体管电路如图 4.2.4(a) 所示。图 4.2.4(b) 表示利用一个三集电极横向 PNP 管(横向 PNP 管是采用标准工艺,在制作 NPN 管过程中同时制作出来的一种 PNP 管)组成双路电流源。

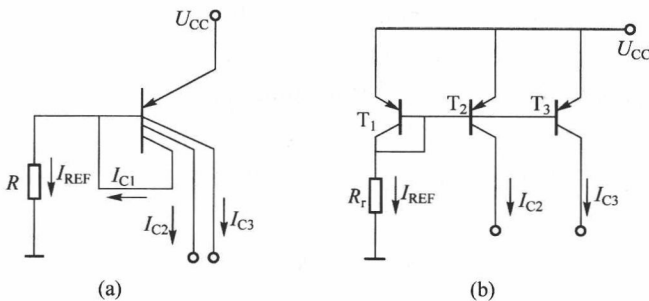


图 4.2.4 多集电极晶体管电流源

(a) 三集电极横向晶体管电流源 (b) 等效电路

3. 比例电流源

由式(4.2.4)可知,在镜像电流源中,当电源电压 U_{CC} 不变时,若要求输出电流 I_{C2} 增大,必须增大 I_{REF} ,从而使 R 的功耗增加,这在集成电路中应该避免;另外,当要求 I_{C2} 较小时,势必使 R 的值很大,这在集成电路中也很困难做到。比例电流源是克服上述缺点的有效方法。比例电流源是在镜像电流源的基础上,在 T_1 和 T_2 的发射极分别引入电阻 R_{E1} 、 R_{E2} 构成,如图 4.2.5 所示。由图可知

$$U_{BE1} + I_{E1} R_{E1} = U_{BE2} + I_{E2} R_{E2} \quad (4.2.10)$$

由于晶体管的 $I_E (\approx I_C)$ 与发射结电压 U_{BE} 成指数关系, T_1 、 T_2 管的电流虽然不等,但 U_{BE} 却差很小(如 U_{BE} 增加 60mV, I_C 就增大十倍),故可以认为 T_1 、 T_2 管的发射结电压

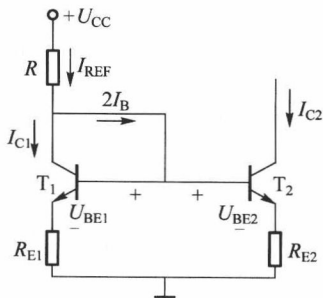


图 4.2.5 比例电流源

U_{BE} 近似相等, 即 $U_{BE1} \approx U_{BE2}$ 。由此可见,

$$I_{E1} R_{E1} \approx I_{E2} R_{E2} \quad (4.2.11)$$

当 $\beta \gg 2$ 时, 忽略两管的基极电流, 可得

$$I_{C2} \approx I_{E2} \approx \frac{R_{E1}}{R_{E2}} I_{C1} \approx \frac{R_{E1}}{R_{E2}} I_{REF} \quad (4.2.12)$$

可见, 只要改变 R_{E1} 和 R_{E2} 的比值, 就可以改变 I_{C2} 与 I_{REF} 的比例关系, 故称为比例电流源。式中基准电流

$$I_{REF} = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{R + R_{E1}} \quad (4.2.13)$$

由于 R_{E1} 和 R_{E2} 是电流负反馈电阻。因此, 比例电流源输出的电流 I_{C2} 比镜像电流源具有更高的温度稳定性。另外, 由于 R_{E2} 的存在, 电路的输出电阻增大, 进一步提高了输出电流的恒流特性。

4. 微电流源

为了进一步减小功耗, 在集成电路中常常需要 μA 级的电流, 采用镜像电流源或比例电流源时, 需要的基准电阻 R 往往过大, 将达到兆欧 ($M\Omega$) 级, 这在集成电路中很难实现。另外, 由式 (4.2.4) 和式 (4.2.8) 可知, 当 U_{CC} 变化时, 输出电流 I_{C2} 几乎按 U_{CC} 同样的规律波动, 因此, 以上两种电流源不适用于直流电源在大范围内变化的集成运放。微电流源可以克服这些缺点。微电流源是在镜像电流源的基础上, 将比例电流源电路中的 R_{E1} 短路, 并相应增大 R_{E2} , 从而得到更小电流的电流源, 称为微电流源, 如图 4.2.6 所示。显然, 当 $\beta \gg 1$ 时, T_2 管集电极电流满足

$$U_{BE1} - U_{BE2} = I_{E2} R_{E2} \approx I_{C2} R_{E2} \quad (4.2.14)$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{R_{E2}} = \frac{\Delta U_{BE}}{R_{E2}} \quad (4.2.15)$$

由于 ΔU_{BE} 只有几十毫伏 (或更小), R_{E2} 的阻值不用太大就可以得到微安级的电流。根据二极管 (PN 结) 的电流方程

$$I_C \approx I_E = I_S (e^{-U_{BE}/U_T} - 1) \approx I_S e^{-U_{BE}/U_T}$$

$$U_{BE1} - U_{BE2} \approx U_T \left(\ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) \approx I_{C2} R_{E2} \quad (4.2.16)$$

由于 $I_{S1} = I_{S2}$, 则

$$U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \approx I_{C2} R_{E2} \quad (4.2.17)$$

由式 (4.2.17) 可确定 R_{E2} , 式中

$$I_{C1} = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{R} \quad (4.2.18)$$

5. 负反馈型电流源——威尔逊电流源

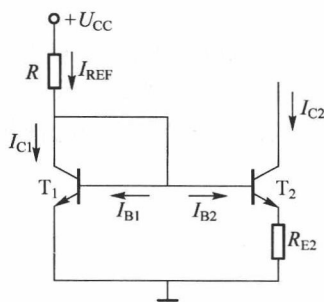


图 4.2.6 微电流源

上述几种电流源,虽然电路简单,但存在两个问题:一是由于晶体管基区宽度调制效应的存在,实际电流源的输出阻抗总是一个有限值。其后果是输出电流与参考电流的比例关系将产生很大误差;二是受 β 值影响大。当 β 值不够大时,输出电流与参考电流两者之间误差较大。为进一步提高镜像电流源的传输精度和输出电流的稳定性。一种有效的解决方法是引入电流负反馈。常用的电流负反馈型电流源如图4.2.7所示,该电路也称为威尔逊(Wilson)电流源电路。

威尔逊电流源电路是通过在恒流管 T_3 的射极和基极之间接入一个镜像电流源而起负反馈作用的。当由于某种原因使 T_3 管输出电流发生变化时,通过镜像电流源的自动调整作用使输出电流稳定。例如,由于某种原因要使 I_{C3} 增大时,由图可见, I_{E3} 也增大,则 I_{C2} 随之增加,因镜像关系 I_{C1} 相应增大,而 $I_{REF}=I_{C1}+I_{B3}$ 固定不变,因此 I_{B3} 减小,使得 I_{C3} 不能增大,从而稳定了 I_{C3} 。

设 $I_{C1}=I_{C2}=I_C$,晶体管的 β 相同,则

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{REF} - I_{B3} = I_{REF} - I_{C3}/\beta \\ I_{E3} &= I_{C2} + I_{B1} + I_{B2} = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \end{aligned}$$

因为

$$I_{E3} = I_{C3} \frac{1+\beta}{\beta}$$

所以

$$I_{C3} = I_{REF} \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right) = I_{REF} \left(\frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right) \approx I_{REF} \quad (4.2.19)$$

又由图4.2.7可知,参考电流 I_{REF} 为

$$I_{REF} = \frac{U_{CC} - U_{BE3} - U_{BE2}}{R} \quad (4.2.20)$$

设 $\beta=50$,则由式(4.2.19)得 I_{C3} 与 I_{REF} 的误差小于1%。利用交流等效电路可求出威尔逊电流源的交流输出电阻为 $R_o \approx \frac{\beta}{2} r_{ce}$ 。

可见,由于引入电流负反馈,不仅使恒流源输出电阻提高,而且输出电流受 β 值的影响大大减小。因此增强了恒流源的稳定性。

6. 改进型电流源——加射随器隔离的电流源

前面所述的几种电流源中,均在假定三极管的 β 足够大、基极电流可以忽略的条件下才能成立。当 β 值较小时,带来的误差较大。为此,需要对基本电流源加以改进,以便提高输出电流和基准电流的精度。

图4.2.8所示电流源是在基本镜像电流源的基础上增加了 T_3 , T_3 接成射随器,利用 T_3 的隔离和电流放大作用,减少了基极电流 I_{B1} 和 I_{B2} 对基准电流 I_{REF} 的分流作用,从而提高了 I_{C2} 与 I_{REF} 互成镜像的精度。用同样的思路可以构成改进的比例电流源和微电流源。分析过程如下:

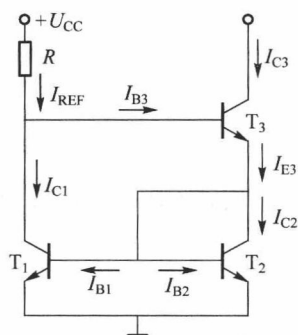


图4.2.7 Wilson 电流源

因 T_1 、 T_2 和 T_3 特性完全相同,故 $\beta_1=\beta_2=\beta_3=\beta$,又由于 $U_{BE1}=U_{BE2}=U_{BE3}$, $I_{B1}=I_{B2}=I_{B3}$,因此输出电流为

$$I_{C2}=I_{C1}=I_{REF}-I_{B3}=I_{REF}-\frac{I_{E3}}{1+\beta}=I_{REF}-\frac{2I_{B2}}{1+\beta}=I_{REF}-\frac{2I_{C2}}{(1+\beta)\beta}$$

整理后得

$$I_{C2}=\frac{(1+\beta)\beta}{2+(1+\beta)\beta}I_{REF}\approx I_{REF} \quad (4.2.21)$$

采用相同方法改进的多输出镜像电流源如图 4.2.9 所示。

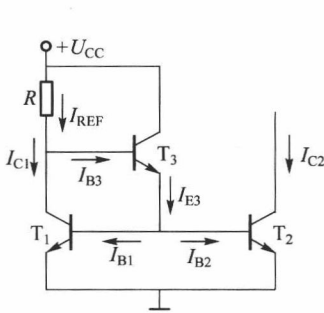


图 4.2.8 改进型电流源——
加射随器隔离的电流源

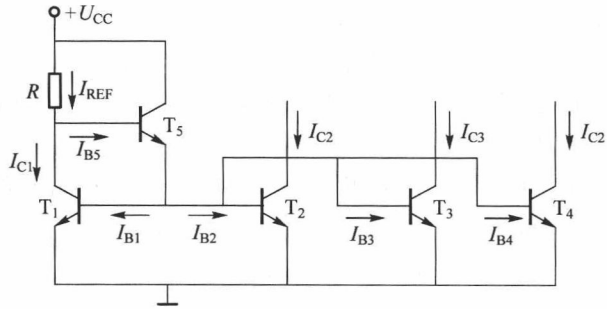


图 4.2.9 改进的多输出镜像电流源

4.2.2 场效应管组成的电流源

由 MOS 管组成的电流源如图 4.2.10 所示,由于场效应管 T_1 的栅极和漏极短路, $U_{DS1}=U_{GS1}>(U_{GS1}-U_{TH1})$,所以场效应管 T_1 一定工作于恒流区。而 T_1 与 T_2 的电性能完全相同。由于 $U_{GS1}=U_{GS2}$,所以 T_2 也工作在恒流区。如果 T_1 和 T_2 是对称的,则有

$$I_{REF}=I_{D1}=I_{D2}=\frac{U_{DD}-U_{GS}}{R} \quad (4.2.22)$$

对于 MOS 管,若忽略沟道长度调制效应,场效应管在恒流区的特性为

$$I_D=\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \frac{W}{L} (U_{GS}-U_{GS(th)})^2 \quad (4.2.23)$$

如果 T_1 和 T_2 参数不对称,则在相同的 U_{GS} 和 $U_{GS(th)}$ 条件下

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}}=\frac{W_1/L_1}{W_2/L_2} \quad (4.2.24)$$

式中 W/L 为导电沟道的宽长比。由场效应管同样可以组成镜像电流源、比例电流源等。在这个电路的基础上稍加扩展,就可以构成 MOS 多支路电流源。MOS 管多路电流源如图 4.2.11 所示, $T_1 \sim T_4$ 均为 N 沟道增强型 MOS 管,它们的开启电压 $U_{GS(th)}$ 等参数相等,在 $U_{GS1}=U_{GS2}=U_{GS3}=U_{GS}$ 时,它们的漏极电流 I_D 正比于沟道的宽长比 W/L ,则

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}}=\frac{W_1/L_1}{W_2/L_2}, \frac{I_{D1}}{I_{D3}}=\frac{W_1/L_1}{W_3/L_3}, \frac{I_{D1}}{I_{D4}}=\frac{W_1/L_1}{W_4/L_4} \quad (4.2.25)$$

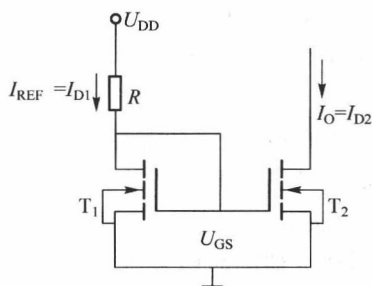


图 4.2.10 基本 MOS 管电流源

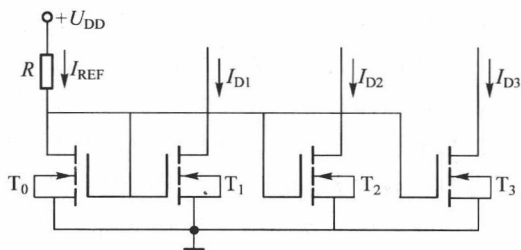


图 4.2.11 MOS 管多路电流源

图 4.2.12 是一个典型的 CMOS 电流源电路,图中每个场效应管旁边注明了它们的栅极宽长比。由宽长比可求出其中每个电流对于 I_{REF} 的比值。

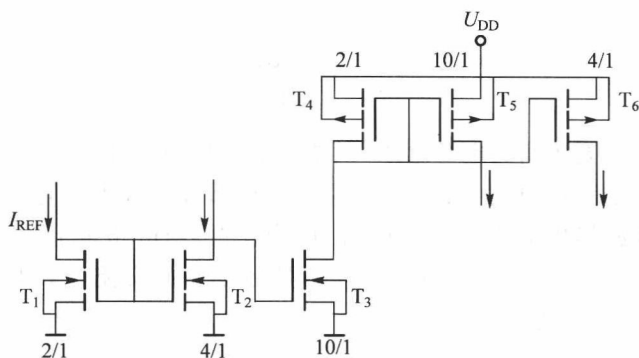


图 4.2.12 改变栅极宽长比的 CMOS 电流源的例子

图 4.2.12 中共有两组电流镜,一组由 N 沟道 FET 组成,另一组由 P 沟道 FET 组成。对于 N 沟道 FET 组成的电流镜,宽长比的比值为 $2:4:10=1:2:5$,所以有 $I_{o2}=2I_{REF}$, $I_{o3}=5I_{REF}$,其中 I_{o3} 又是 P 沟道 FET 电流镜的参考电流。P 沟道 FET 电流镜的宽长比的比值为 $2:10:4=1:2:5$,所以有 $I_{o4}=I_{o3}=5I_{REF}$, $I_{o5}=5I_{o3}=25I_{REF}$, $I_{o6}=2I_{o3}=10I_{REF}$ 。

4.2.3 电流源的主要应用——有源负载

所谓的有源负载就是包含有源器件的负载。由前面的讨论可知,各种放大器的电压增益都与负载电阻 R'_L ($R'_L=R_C//R_L$) 有关。在 R_L 较大时,欲提高电压增益,就必须增大 R_C 。但随着 R_C 的加大,将使 U_{CE} 减小。静态工作点变动,导致动态范围减小。此外,很大的电阻值也无法在模拟集成电路中制作。为了解决这一矛盾,就应该选择直流电阻小而交流电阻很大的元件来代替 R_C 。恒流源电路恰恰都具有这种特点。因此,为了提高放大器的增益,常用电流源来替代 R_C 。电流源电路除了能给放大电路提供稳定的工作电流外,还具有很大的交流等效电阻。因而,可以用电流源电路代替放大电路的负载电阻,称为有源负载。有源负载的特点如下:

(1) 采用有源负载的放大器具有很高的电压增益。其数值主要取决于有源负载的输出阻抗,输出阻抗越高,电压增益越大。在多级放大电路中运用有源负载放大器可以减少放大器的级数,减少相移,从而提高放大器的稳定性。

(2) 在保证晶体管进入正常放大状态(BJT 在放大区,FET 在恒流区)的前提下,有源负载放大器的增益与电源电压无关。这为放大器的低电压应用提供了十分有利的条件。

(3) 有源负载放大器中不需要大电阻,可以大大节约芯片面积。

有源负载共射放大器如图 4.2.13 所示。图中 T_1 为共射放大器的晶体管; T_2 、 T_3 (PNP 管)及电阻 R 组成镜像电流源,其中 T_2 替代 R_C 作为 T_1 的集电极负载,设 T_2 与 T_3 管特性完全相同,因而 $\beta_2 = \beta_3 = \beta$, $I_{C2} = I_{C3}$,根据式(4.2.7),空载时 T_1 管的静态集电极电流为

$$I_{CQ2} = I_{C2} = I_{REF} \times \frac{\beta}{\beta + 2} \quad (4.2.26)$$

基准电流为

$$I_{REF} = \frac{U_{CC} - U_{BE2}}{R}$$

可见,电路中并不需要很高的电源电压,只要 U_{CC} 与 R 相配合,就可设置合适的集电极电流 I_{CQ1} 。应当指出,输入端的 u_i 中应含有直流分量,为 T_1 提供静态基极电流 I_{BQ1} , I_{BQ2} 应等于 I_{CQ1}/β_1 ,而不应与镜像电流源提供的 I_{CQ2} 产生冲突。应当注意,当电路带上负载电阻 R_L 后,由于 R_L 对 I_{C2} 的分流作用, I_{CQ1} 将有所变化。图 4.2.13(a) 所示电路的交流等效电路如图 4.2.13(b) 所示。则电路的电压放大倍数为

$$A_u = -\frac{\beta_1(r_{ce1} // r_{ce2} // R_L)}{R_B + r_{be1}} \quad (4.2.27)$$

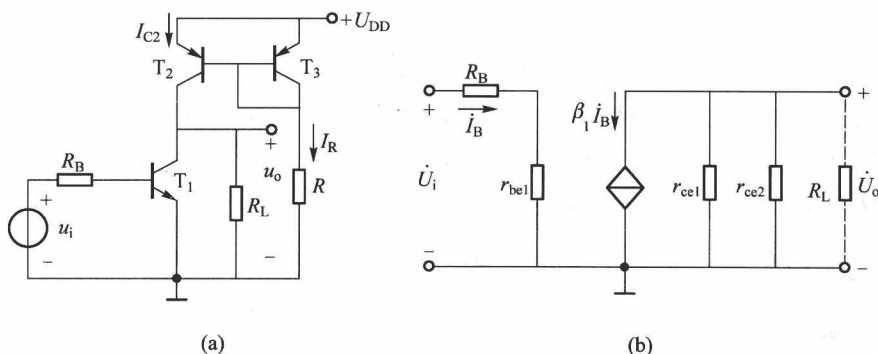


图 4.2.13 有源负载共射放大电路

(a) 实际的有源负载电路 (b) 交流等效电路

可见,当 R_L 很大时,用电流源做有源负载,有利于提高放大电路的放大倍数。

有源负载射极跟随器如图 4.2.14 所示。图中 T_1 为射极跟随器的晶体管, T_2 、 T_3 及 R 组成镜像电流源,其中 T_3 替代 R_E 作为 T_1 的射极负载。

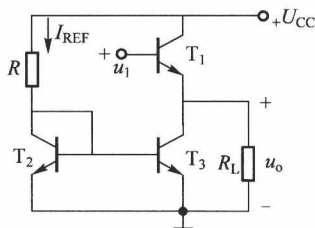


图 4.2.14 有源负载射级跟随器

4.3 差分放大电路

4.3.1 零点漂移现象

在许多情况下需要放大诸如温度、压力、流量等传感器(或其他器件、电路)输出的缓慢变化的非周期信号,这类信号的传递只能采用直接耦合方式。直接耦合的优点是所用元件少,体积小,便于集成化,既能放大交流信号,又能放大直流信号。但是在直接耦合放大电路中,由于失去直流隔离作用,因此前、后两级的直流通路相通,静态电位互相影响。

此外,直接耦合放大电路还存在零点漂移现象。所谓的零点漂移,就是当输入信号为零时,输出信号是一个随时间变化、漂移不定的非零信号,如图 4.3.1 所示。零点漂移简称为零漂。导致零点漂移的原因很多,如环境温度变化、电源电压波动、器件老化和参数变化等。最关键的是三极管参数随温度变化引起的漂移,因此零漂也称为温漂。在阻容耦合放大器中,由于电容有隔直作用,零漂不会造成严重影响。但是,在直接

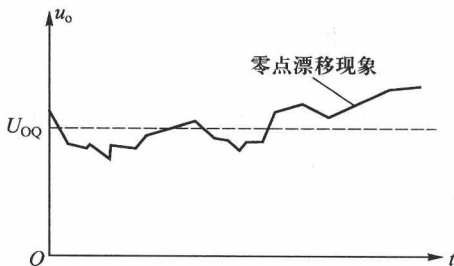


图 4.3.1 零点漂移现象

耦合放大器中,由于前级的零漂会被后级放大,因而将严重干扰正常信号的放大和传输。特别是直接耦合的级数越大,零漂越严重,甚至会使电路不能正常工作。在多级直耦放大电路中,由于漂移电压与输入信号一起以同样的放大倍数传送到输出端,因此第一级的零漂影响最大,对末级放大器输出信号的影响最为严重。

抑制零漂的主要方法如下:① 利用热敏电阻等,进行温度补偿。当温度变化引起 BJT 的参数变化时,用热敏电阻的非线性特性去抵消其影响,使静态工作点保持不变。② 采用负反馈的方法,稳定静态工作点。③ 在输入级采用差分式放大电路。其中抑制零漂的最有效的方法是采用差分放大电路。集成运放在其输入端常常采用差分放大器来克服零点漂移。

4.3.2 一般差分放大电路的特性分析

常用的差分放大电路(又称差动放大电路,简称差放)如图 4.3.2 所示,由两个结构和参数

完全相同的单管共射放大电路组成,其发射极连在一起,并通过公共射极电阻 R_E 接到负压 U_{EE} 。两管的 β 、 U_{BE} 、 I_{CBO} 完全相同,两边元件也对称: $R_{C1}=R_{C2}$, $R_{B1}=R_{B2}$,且各元件的温度特性相同。差分放大电路有两个输入端 u_{i1} 、 u_{i2} ,且 $u_i = u_{i1} - u_{i2}$;有两个输出端 u_{o1} 、 u_{o2} ,且 $u_o = u_{o1} - u_{o2}$ 。由于射极电阻 R_E 连接负电源 U_{EE} ,好像拖一个长尾巴,所以也称长尾差分放大电路。

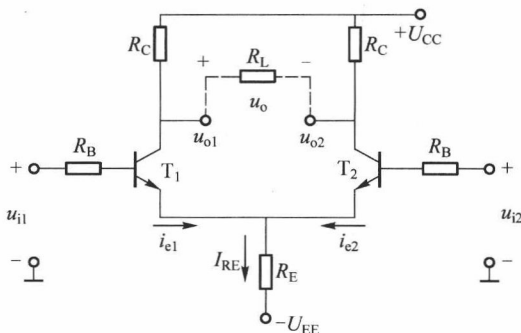


图 4.3.2 差分放大电路

1. 抑制零漂原理

当静态时输入信号为零,即 $u_{i1} = u_{i2} = 0$,由于电路处于直流工作状态,且电路具有对称性, $I_{C1} = I_{C2}$, $U_{C1} = U_{C2}$ 。则输出电压 $U_o = U_{C1} - U_{C2}$ 。若温度变化或电源电压产生波动,两管集电极电流和集电极电位同时发生变化。由于输出电压为两管集电极电压之差。故输出电压仍然为零。即

$$U_o = U_{C1} - U_{C2} = 0$$

由此可见,尽管每只管子的集电极对地输出电压 ΔU_{o1} 和 ΔU_{o2} (称单端输出电压) 变化,零漂仍然存在。但两管的漂移信号 (ΔU_{C1} 、 ΔU_{C2}) 在输出端恰好互相抵消,使得输出端不出现零漂。故差分放大电路对两管所产生的同向漂移都具有抑制作用。

为了减少单端输出的零点漂移,常用方法是在两管发射极电路中接入公共电阻 R_E ,这时,由于两管集电极电流的变化量相同,即 $\Delta I_E = \Delta I_{E1} = \Delta I_{E2}$ 。所以通过 R_E 的电流变化量为两管发射极电流变化量之和,即 $\Delta I_{RE} = \Delta I_{E1} + \Delta I_{E2} = 2\Delta I_E$ 。这样,在 R_E 上产生的电压降的变化量 $\Delta U_{RE} = 2R_E \Delta I_E$ 。如果两管的基极电位 U_B 保持不变,则 U_{BE1} 和 U_{BE2} 将随 U_{RE} 的变化而相应变化。当温度升高时, I_{C1} 、 I_{C2} 增大,调整过程如图 4.3.3 所示。

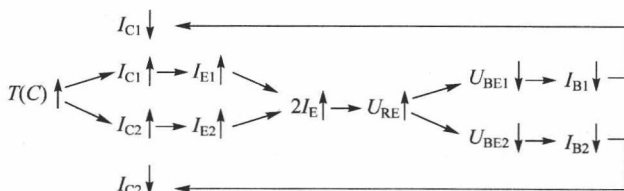


图 4.3.3 差分放大电路抑制零漂原理

由此可见, R_E 能使温度变化引起的每个管子的漂移都得到抑制,即对单端输出的零点漂移

有抑制作用。 R_E 值愈大,抑制零点漂移的作用愈强。实际上 R_E 对零点漂移起到负反馈作用。但 R_E 增加后, U_{RE} 也增大,当电源电压 U_{CC} 、 U_{EE} 一定时,会使管子的静态工作点降低,所以 R_E 不宜过大。

2. 差模信号和共模信号

相对于公共参考点,差分放大电路可看成一个四端口网络,每个端口有两个端子,其中两个输入端口可以接两个输入信号,两个输出端口可有两个输出信号。差分放大电路的输入信号有三种形式:差模输入信号、共模输入信号和任意输入信号。

- 差模信号 u_{id} : 两端输入信号大小相同、极性相反的信号称为差模信号,即 $u_{i2} = -u_{i1}$, 用 u_{id} 表示 $u_{i1} - u_{i2}$, 则

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} = 2u_{i1} \quad (4.3.1)$$

- 共模信号: 两端输入完全相同的信号称为共模信号 ($u_{i1} = u_{i2}$)。两信号的算术平均值称为共模信号, 用 u_{ic} 表示, 则

$$u_{ic} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} \quad (4.3.2)$$

- 任意信号: 当 $|u_{i1}| \neq |u_{i2}|$ 时, 称它们为任意信号, 任意信号可以分解为差模信号和共模信号之和, 即

$$\begin{cases} u_{i1} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} + \frac{u_{i1} - u_{i2}}{2} = u_{ic} + \frac{1}{2}u_{id} \\ u_{i2} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} - \frac{u_{i1} - u_{i2}}{2} = u_{ic} - \frac{1}{2}u_{id} \end{cases} \quad (4.3.3)$$

式中

$$\begin{cases} u_{id} = u_{i1} - u_{i2} \\ u_{ic} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} \end{cases} \quad (4.3.4)$$

可以看出,任意两个输入信号均可分解为差模信号和共模信号两部分。若在两输入端分别输入大小相等、极性相反的信号(即 $u_{i1} = -u_{i2}$), 则输入只有差模信号, 无共模信号, 这种输入方式称为差模输入。若在两输入端分别输入大小相等、极性相同的信号(即 $u_{i1} = u_{i2}$), 则输入只有共模信号, 无差模信号, 这种输入方式称为共模输入。

3. 差模增益和共模增益

差分放大电路的增益有差模增益和共模增益之分。差模电压增益定义为

$$A_d = \frac{u_{od}}{u_{id}} \quad (4.3.5)$$

共模电压增益定义为

$$A_c = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} \quad (4.3.6)$$

其中 u_{od} 为差模输入信号 u_{id} 产生的输出, u_{oc} 为共模输入信号 u_{ic} 产生的输出。差分放大电路对差模信号的增益和共模信号的增益不相同。总的输出电压为

$$u_o = u_{od} + u_{oc} = A_d u_{id} + A_c u_{ic} \quad (4.3.7)$$

在实际应用中,由于共模抑制比较大,对于差分放大电路均可视为或等效为共模信号为零,此时电路的功能便是放大两个输入端信号电压之差,即放大差模信号,电路的输出电压为

$$u_o = A_d u_{id} = A_d (u_{i1} - u_{i2}) \quad (4.3.8)$$

4. 共模抑制比

在差分放大电路中,差模信号一般是有用信号,对其放大倍数越大越好。而共模信号反映的是电源电压波动以及温漂等构成的影响,要求电路给予抑制。也就是说,要求电路的差模电压增益 A_d 越大越好,共模电压增益 A_c 越小越好,理想情况下应为零,这就是差分放大电路共模抑制的概念。为了综合评价差分电路对差模信号的放大能力和对共模信号的抑制能力,常用共模抑制比作为一项技术指标来衡量。共模抑制比定义为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (4.3.9)$$

若用分贝表示,则定义为

$$K_{CMR}(\text{dB}) = 20 \lg \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (4.3.10)$$

显然,差模电压增益越大,共模电压增益越小,则共模抑制能力越强,抑制零漂的能力愈强,放大电路的性能越优良。

5. 典型差分放大电路及四种工作方式

差分放大电路有两个输入端口,一个为同相输入端,另一个为反相输入端。若信号同时加到同相输入端和反相输入端,则称为双端输入;若信号仅从一个输入端对公共参考地加入,则称为单端输入。差分放大电路也有两个输出端,一个是集电极 c_1 ,另一个是集电极 c_2 。从 c_1 和 c_2 输出称为双端输出,仅从一个集电极 c_1 或 c_2 对公共参考地输出称为单端输出。

根据差分放大电路输入/输出端口的接法不同,可分为四种工作方式:双端输入、双端输出(双-双);单端输入、双端输出(单-双);双端输入、单端输出(双-单);单端输入、单端输出(单-单)。如图 4.3.4 所示,其中(a)图为双端输入、双端输出方式,(b)图为单端输入、双端输出方式,(c)图为双端输入、单端输出方式,(d)图为单端输入、单端输出方式。

6. 基本工作原理

(1) 静态分析

差分放大电路的直流通路如图 4.3.5 所示,静态时,两输入信号为零,即 $u_{i1} = u_{i2} = 0$ 。由于电路完全对称,有 $u_{BE1} = u_{BE2} = 0.7\text{V}$,在不考虑 R_B 的降压 $R_B I_B$ 时, $U_E = -U_{BE} \approx 0.7\text{V}$ 。根据直流通路,可得到三极管的集电极电流为

$$I_{E1Q} = I_{E2Q} \approx \frac{I_{RE}}{2} = \frac{1}{2} \times \frac{U_E - (-U_{EE})}{R_E} = \frac{U_{EE} - 0.7\text{V}}{2R_E} \quad (4.3.11)$$

故

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} \approx I_{E1Q} = I_{E2Q} \quad (4.3.12)$$

$$U_{C1Q} = U_{C2Q} = U_{CC} - I_{C1Q} R_C \quad (4.3.13)$$

$$U_{CE1Q} = U_{CE2Q} \approx U_{CC} + 0.7\text{V} - I_{C1Q} R_C \quad (4.3.14)$$

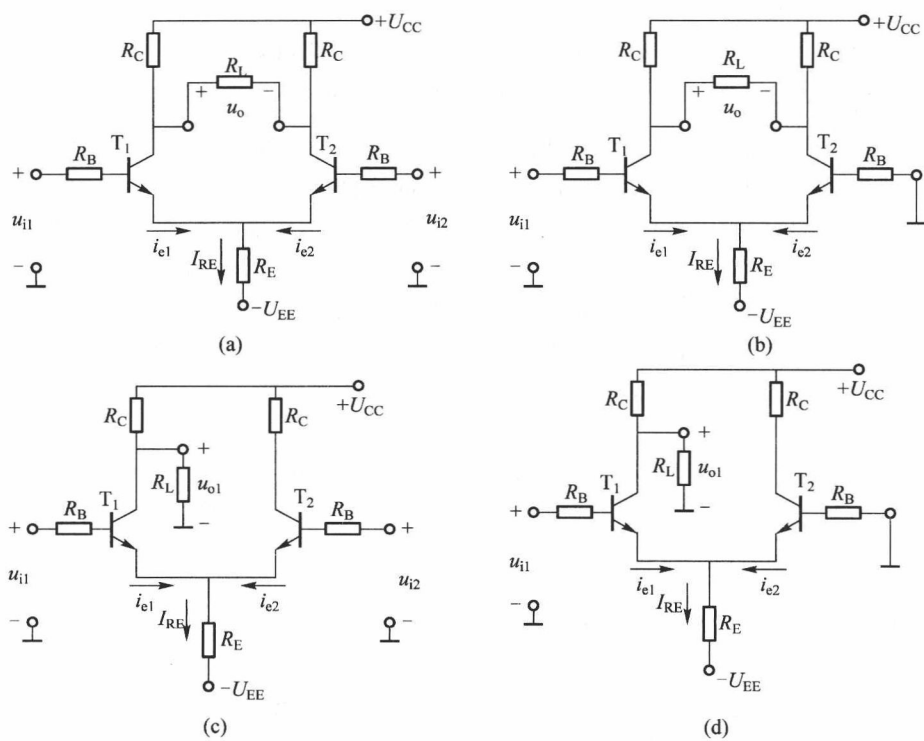


图 4.3.4 四种差分放大电路

(a) 双端输入、双端输出 (b) 单端输入、双端输出 (c) 双端输入、单端输出 (d) 单端输入、单端输出

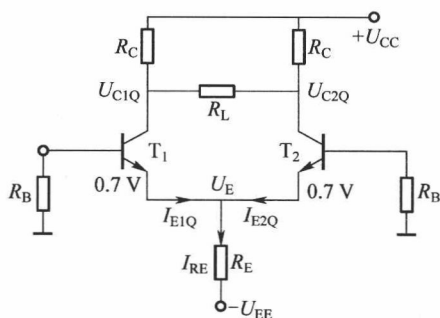


图 4.3.5 差分放大电路直流通路

由以上分析可知,每管的发射极电路中相当于接入了 $2R_E$ 的电阻,所以,每个三极管的静态工作点的稳定性都得到了提高,负电源 U_{EE} 用来补偿 R_E 上的静态压降,使各三极管有合适的静态工作点。

(2) 动态分析

① 双端输入、双端输出工作方式。

a. 双端输入、双端输出差模电压增益。

若双端输入为差模方式,即 $u_{i1} = -u_{i2}$, 由于两管完全对称, 可知 $i_{e1} = -i_{e2}$, 即流过 R_E 的动态电流正好大小相等、方向相反, 以至于流过 R_E 的总电流 $i_{RE} = i_{e1} + i_{e2} = 0$, 所以 R_E 两端的差模压降为零, 也就是说 R_E 对差模信号相当于对地短路 ($\dot{U}_e = 0$), 即 R_E 等效为对地短路。

当两管集电极作为双端输出, 集电极 c_1 和 c_2 两点间连接负载电阻 R_L 时。由于输入的是差模信号, c_1 和 c_2 两点的电位向相反的方向变化, 一边增量为正, 另一边增量为负, 并且大小相等。因此负载电阻 R_L 的中点的交流信号电位为零, 所以在差分输入的半边等效电路中, 负载电阻为 $R_L/2$ 。

总而言之, 就差模信号而言, R_L 的中点及 R_E 上端相当于动态接地, 双端输入即双端输出差模信号的交流通路如图 4.3.6 所示。小信号等效电路如图 4.3.7 所示。由此可得单边管子的交流通路如图 4.3.8 所示。则双入双出差分放大电路的各项指标为

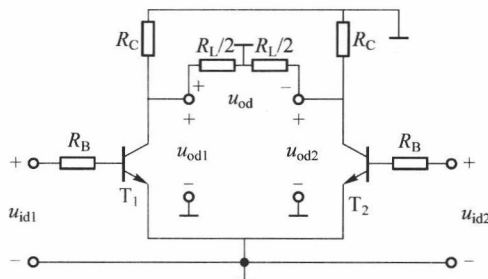


图 4.3.6 差模输入交流等效电路

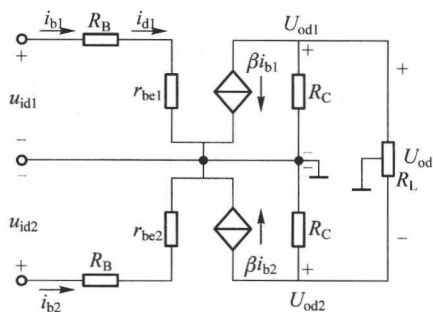


图 4.3.7 小信号等效电路

$$A_d = \frac{u_{od}}{u_{id}} = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{2u_{o1}}{2u_{i1}} = -\frac{\beta R'_L}{R_B + r_{be}} \quad (4.3.15)$$

其中

$$R'_L = R_C // \frac{R_L}{2}$$

差模输入电阻

$$R_{id} = \frac{u_{id}}{i_b} = \frac{2u_{id1}}{i_b} = 2(R_B + r_{be}) \quad (4.3.16)$$

差模输出电阻

$$R_{od} = 2R_C \quad (4.3.17)$$

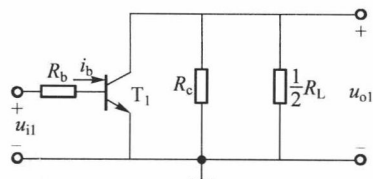


图 4.3.8 单管差模动态通路

由此可见。在电路完全对称, 且双端输入双端输出的情况下, 差分电路的电压增益与单边电路的增益相等。因此差分放大电路是用成倍的元器件来换取抑制零漂的能力。

b. 双端输入、双端输出共模电压增益。

如图 4.3.9 所示, 当双端输入为共模方式, 即 $u_{i1} = u_{i2}$ 时, 两管的射极电流将产生相同增量, 或是同时增加, 或是同时减小, 流过 R_E 的共模信号电流为单管的 2 倍, 即 $i_{e1} = i_{e2} = i_e$, $i_{RE} = 2i_e$ 。从等效的观点来看, 对共模信号, 每一管的射极相当于接入电阻 $2R_E$ (R_E 只对共模信号起很强的负反馈作用, 故 R_E 又称共模负反馈电阻)。根据电路的等效原理可知, 共模交流等效电路如图 4.3.10 所示。由于电路的对称性, 其输出电压为 $u_{oc} = u_{oc1} - u_{oc2} \approx 0$, 其双端输出的共模电压增益为

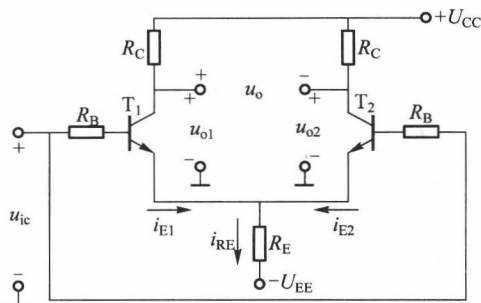


图 4.3.9 共模输入差分放大电路

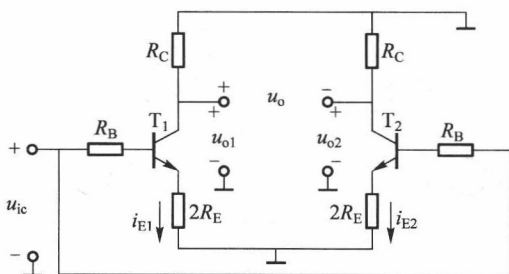


图 4.3.10 共模输入信号的交流通路

$$A_c = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = \frac{u_{oc1} - u_{oc2}}{u_{ic}} \approx 0 \quad (4.3.18a)$$

共模抑制比

$$K_{CMR} = \frac{A_d}{A_c} \rightarrow \infty \quad (4.3.18b)$$

共模输入电阻

$$R_{ic} = \frac{u_{ic}}{i_c} = \frac{u_{ic}}{2i_{b1}} = \frac{1}{2} [R_B + r_{be} + 2(1+\beta)R_E] \quad (4.3.19)$$

共模输出电阻

$$R_{oc} = 2R_C \quad (4.3.20)$$

实际上,要达到电路完全对称是不容易的,但即使这样,这种电路抑制共模信号的能力还是很强的。

② 双端输入、单端输出工作方式。

a. 双端输入、单端输出差模电压增益。

双端输入、单端输出差模交流通路如图 4.3.11 所示,由于 $u_{i1} = -u_{i2} = \frac{1}{2}u_{id}$, $i_{e1} = -i_{e2}$, R_E 上仍无信号电流。所以 R_E 的上端仍动态接地。由图 4.3.11 可知,单端输出时,负载 R_L 单端接地,即 $u_{od} = u_{o1} = u_{c1}$,则差模电压增益为

$$A_{d1} = \frac{u_{o1}}{u_{id}} = \frac{u_{o1}}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{u_{o1}}{2u_{i1}} = -\frac{\beta R'_L}{2(R_B + r_{be})} = \frac{1}{2}A_d \quad (4.3.21)$$

其中 $R'_L = R_C // R_L$,

差模输入电阻

$$R_{id} = 2(R_B + r_{be}) \quad (4.3.22)$$

差模输出电阻

$$R_{od} = R_C \quad (4.3.23)$$

b. 双端输入、单端输出共模电压增益。

由于 $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$, 所以 $i_{e1} = i_{e2}$, $i_{RE} = 2i_{e1}$, R_E 上的信号压降为 $2i_{e1} \cdot R_E$, 据此可得到单管(边)的共模通路如图 4.3.12 所示,由于单端输出 R_L 接在 c_1 的集电极与地之间。

由图 4.3.12 可得共模放大倍数

$$A_{c1} = \frac{u_{oc1}}{u_{ic}} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{R_B + r_{be} + 2(1+\beta)R_E} \quad (4.3.24)$$

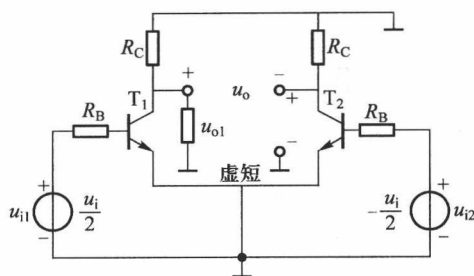


图 4.3.11 双入单出差模交流通路图

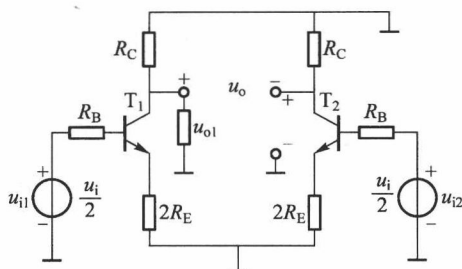


图 4.3.12 双入单出共模交流通路图

$$K_{\text{CMR}} = \left| \frac{A_{\text{dl}}}{A_{\text{cl}}} \right| = \frac{R_B + r_{\text{be}} + 2(1+\beta)R_E}{2(R_B + r_{\text{be}})} \quad (4.3.25)$$

一般情况下,有 $R_B + r_{\text{be}} \ll 2(1+\beta)R_E$, 且 $\beta \gg 1$, 故

$$A_{\text{cl}} \approx -\frac{R_C // R_L}{2R_E} \quad (4.3.26)$$

由式(4.3.25)和(4.3.26)可见, R_E 愈大, A_{cl} 的值愈小, K_{CMR} 愈大, 电路抑制共模信号的能力越强, 电路零漂越小。因此, 增大 R_E 是提高电路性能的基本措施; 又由式(4.3.11)可知, R_E 越大, 则静态电流越小, 欲维持静态电流, 则必须加大 U_{EE} 的数值。因此, 简单地加大 R_E 的方案并不可取, 用恒流源电路取代 R_E 是兼顾两者的最佳措施。

共模输入电阻

$$r_{\text{ic}} = \frac{1}{2} [r_{\text{be}} + 2(1+\beta)R_E] \quad (4.3.27)$$

单端输出情况下, 共模输出电阻 $r_{\text{oc}} = R_C$ 。

③ 单端输入的差分放大电路

在许多实际应用中, 往往需要一个公共地端, 这时可将差分放大电路连接成如图 4.3.13(a) 所示的形式。这时输入信号仅加在一个输入端和地之间, 另一个输入端接地, 即单端输入。而输出信号从 T_1 或 T_2 的集电极输出。从 T_1 的集电极输出时, u_o 与 u_i 相位相反; 从 T_2 的集电极输出时, u_o 与 u_i 相位相同。

单端输入可看作是任意输入的一个特例, 即 $u_{i1} = u_i, u_{i2} = 0$ 。由式(4.3.3)、式(4.3.4)得:

• 差模信号

$$u_{\text{id}} = u_{i1} - u_{i2} = u_i \quad (4.3.28)$$

由于两边对称 $u_{\text{id1}} = -u_{\text{id2}}$, 显然有

$$u_{\text{id1}} = -u_{\text{id2}} = \frac{u_{\text{id}}}{2} = \frac{u_i}{2} \quad (4.3.29)$$

• 共模信号

$$u_{\text{ic}} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} = \frac{u_i}{2} \quad (4.3.30)$$

其对应的等效电路如图 4.3.13(b) 所示。可见, 单端输入可等效为双端输入, 差模信号仍然相同, 只是输入的共模信号不同而已。

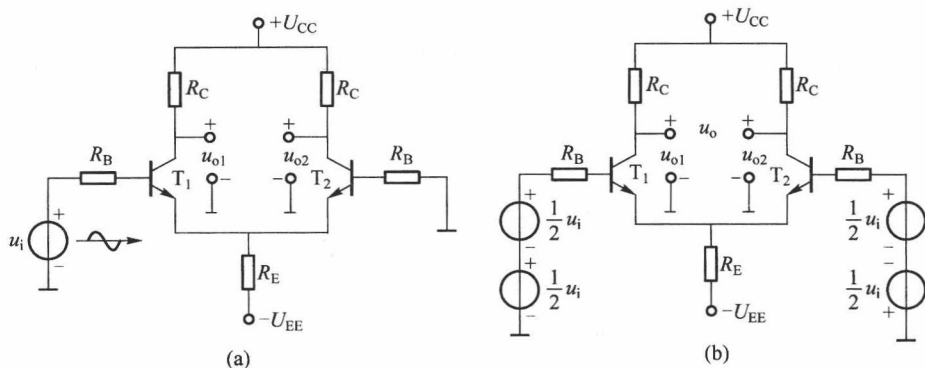


图 4.3.13 单端输入单端输出

4.3.3 带恒流源的差分放大电路

由上述分析可知,发射极电阻 R_E 越大,共模信号的抑制能力越强,所以单纯从抑制共模信号、提高共模抑制比来看,应该尽可能将 R_E 增大。但是,当 $-U_{EE}$ 一定时, R_E 太大必然使 T_1 、 T_2 管的静态偏置电流过小,难以得到合适的工作点。如果保持静态偏置不变,则要求提高 $-U_{EE}$ 的值。另外,在集成电路中,制作大电阻也不方便,所以不能一味地通过增大 R_E 来达到提高共模抑制比。为此,需要采用其他方式使差分放大器既有合理的直流电阻值,又有非常大的交流电阻值,既可以提供合适的静态偏置,又可以有更大的共模抑制比。解决这一问题的有效方法是采用恒流电路代替 R_E 。

带恒流源的差分放大电路如图 4.3.14 所示,图中 T_3 、 R_1 、 R_2 、 R_3 组成恒流源电路,用 T_3 管 C-E 极之间的交流等效电阻 r_{ce3} 取代图 4.3.1 所示典型差分放大电路中的 R_E ,其值一般在几十千欧以上,显然,在保持 U_{EE} 不变的情况下,适当调节 R_1 、 R_2 、 R_3 ,静态电流就可以维持不变。

在图 4.3.14 中,恒流源的电流 $I_O(I_{C3})$ 计算如下

$$U_{B3} = \frac{R_{B1}}{R_1 + R_2} U_{EE}$$

$$I_O = I_{C3} \approx I_{E3} = \frac{U_{EE} - U_{B1} - U_{BE3}}{R_3}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{1}{2} I_{C3} = \frac{1}{2} I_O$$

恒流源的动态电阻 R_{AB} 的表达式

$$R_{AB} = R_{O3} = r_{ce3} \left[1 + \frac{\beta_3 R_3}{r_{be3} + R_3 + (R_1 // R_2)} \right] \quad (4.3.31)$$

具有电流源耦合差分放大器电路的动态分析,与前面的分析完全相同。有关差模指标的计算公式,对电流源差分电路同样适用。由于电流源的动态内阻 $R_{O3}(R_{AB})$ 非常大,因此无论双端输出还是单端输出,共模电压放大倍数都大为减小,从而使共模抑制比大大增加。当实际电流源近似为理想电流源时,差放的性能更接近理想情况。

另外,由于电流源的 U_{CE3} 在很宽范围内变化时,其电流的变化极小,因而当输入共模信号引起射极电位改变时,将不会影响差模性能。也就是说,引入电流源后,扩大了差分电路的共模输入电压范围。图 4.3.14 所示电路的共模输入电压 U_{ic} 的范围应满足下式,即

$$U_{C1} > U_{iC} > U_{B3} \quad (4.3.32)$$

当超过这个范围时,差放管 T_1 、 T_2 或恒流管 T_3 将进入饱和,使电路不能正常工作。

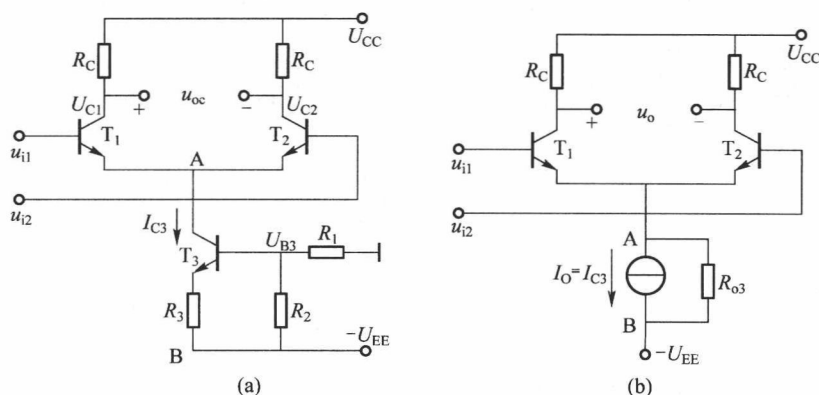


图 4.3.14 带电流源的差分放大电路

(a) 带电流源的差分放大电路 (b) 带电流源的差分放大器简化电路

4.3.4 有源负载的差分放大电路

在集成运放中,常用电流源电路取代 R_C (或 R_D),这样在电源电压不变的情况下,既可获得合适的静态电流,又可得到很大的交流信号等效电阻 R_C (或 R_D)。电流源电路也可以代替长尾式差分放大电路中的集电极电阻 R_C 。放大电路采用有源负载后的电压增益比用电阻负载大很多。且不需要很高的电源电压,并能够较好地改善电路性能。

有源负载差分放大电路如图 4.3.15 所示。 T_1 、 T_2 是放大管, T_3 、 T_4 构成镜像电流源取代 R_C 。设电路两边的参数完全对称,对于差模信号来说, T_1 、 T_2 集电极电流大小相等且方向相反,即 $\Delta i_{C1} = -\Delta i_{C2}$ 。若忽略 T_3 、 T_4 的基极电流,则 $\Delta i_{C3} = \Delta i_{C1} = \Delta i_{C4}$, $\Delta i_0 = \Delta i_{C4} - \Delta i_{C2} = \Delta i_{C1} - (-\Delta i_{C1}) = 2\Delta i_{C1}$,可见,输出电流是单端输出的两倍,负载可得到如同双端输出的电流。同样方法可以证明,共模信号的输出电流为零。

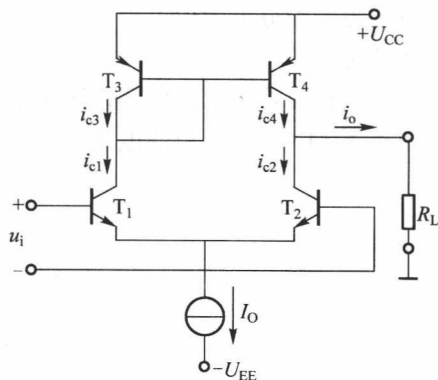


图 4.3.15 有源负载共射放大电路

因此,用镜像电流源作差分放大电路的有源集电极负载电阻,可以使单端输出具有与双端输出相同的差模放大倍数及共模抑制比。

综上所述,差分放大电路有四种输入、输出方式:双端输入-双端输出、双端输入-单端输出、单端输入-双端输出、单端输入-单端输出。从上面的分析可知,单端输入和双端输入时的差模放大倍数、差模输入电阻完全相同;单端输出的放大倍数和输出电阻均为双端输出时的一半。表 4.3.1 列出了上述情况下各种参数。

表 4.3.1 差分放大电路四种接法的比较

输入方式	双端输入		单端输入	
	双端	单端	双端	单端
输出方式	双端	单端	双端	单端
电路图				
差模电压放大倍数	$\frac{\beta \left(R_C // \frac{1}{2} R_L \right)}{R_B + r_{be}}$	$\frac{\beta R_L // R_C}{2(R_B + r_{be})}$	$\frac{\beta \left(R_C // \frac{1}{2} R_L \right)}{R_B + r_{be}}$	$\frac{\beta R_L // R_C}{2(R_B + r_{be})}$
共模电压放大倍数	0	$\frac{\beta(R_C // R_L)}{R_B + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}$	0	$\frac{\beta(R_C // R_L)}{R_B + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}$
共模抑制比	∞	$\frac{R_B + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}{2(R_B + r_{be})}$	∞	$\frac{R_B + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}{2(R_B + r_{be})}$
差模输入电阻	$2(R_B + r_{be})$	$2(R_B + r_{be})$	$2(R_B + r_{be})$	$2(R_B + r_{be})$

续表

输入 方式	双端输入		单端输入	
	双端	单端	双端	单端
输出 方式				
共模 输入 电阻	$\frac{1}{2}[R_B+r_{be}+2(1+\beta)R_E]$	$\frac{1}{2}[R_B+r_{be}+2(1+\beta)R_E]$	$\frac{1}{2}[R_B+r_{be}+2(1+\beta)R_E]$	$\frac{1}{2}[R_B+r_{be}+2(1+\beta)R_E]$
输出 电阻	$2R_C$	R_C	$2R_C$	R_C
特点	1. A_d 与单管放大电路基本相同; 2. 适用于差分输入、双端输出、输入信号及负载的两端均不接地的情况。	1. A_d 约为单管放大电路的一半; 2. 适用于将双端输入转换为单端输出、负载接地的情况。	1. A_d 与单管放大电路基本相同; 2. 适用于将单管输入转换为双端输出的情况。	1. A_d 约为单管放大电路的一半; 2. 适用于输入、输出均要求接地的情况。
用途	1. 用于输入, 输出不需要接地的场合。 2. 用于直接耦合放大电路的输入级和中间级。	将双端输入转换为单端输出, 用于直接耦合放大电路的输入级和中间级。	将单端输入转换为双端输出, 用于直接耦合放大电路的输入级。	用于输入、输出电路均需要一端接地的场合。

4.3.5 MOS 差分放大器

在 MOS 集成运放中,作为输入级的差分放大器,通常由两个对称的有源负载 MOS 放大电路经电流源耦合构成。MOS 差分放大电路的组成形式和工作原理与双极型差分放大电路具有相同的特点,而且分析方法与双极型相似,即:双端输出差模电压增益等于单管共源放大器的电压增益(单出为双出之半),双端输出电阻等于两放大管漏极负载电阻之和(单出为双出之半),双端输入和单端输入的输入电阻相等,均为两放大管输入电阻之和。典型的有源负载差分放大器如图 4.3.16(a)所示。 T_1 、 T_2 为增强型 NMOS 差分对管, T_3 、 T_4 为增强型 PMOS 有源负载。 T_5 为增强型 NMOS 源极电流源。

1. 差模电压增益

差模输入情况下,有源负载差分放大器的漏极交流电流如图 4.3.16(b)所示。由于 T_1 、 T_2 完全对称, T_3 、 T_4 完全对称,所以当输入为差模信号时,有

$$i_{d4} = i_{d3} = i_{d1}$$

所以

$$i_o = i_{d2} + i_{d4} = i_{d2} + i_{d1} = 2i_{d1} \quad (4.3.33)$$

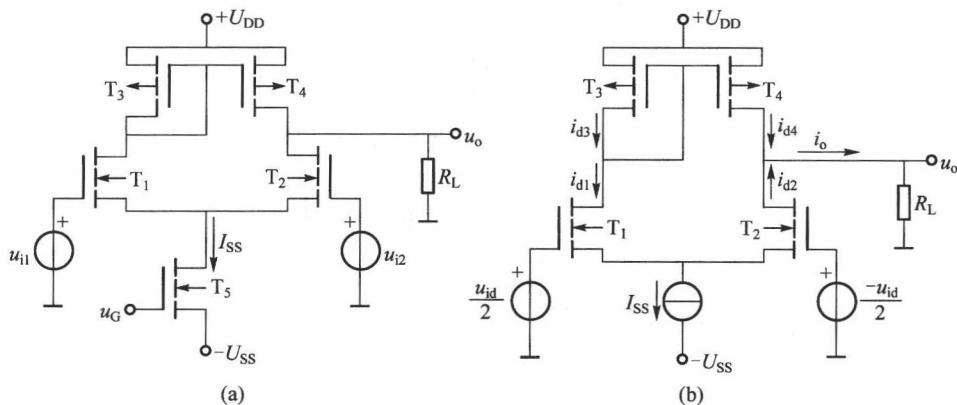


图 4.3.16 采用有源负载的 MOS 差分放大器

(a) 采用有源负载的 MOS 差分放大器(CMOS 放大器) (b) 用差模输入信号及恒流源表示的 CMOS 放大器

又因为

$$i_{d1} = g_m u_{id1} = \frac{1}{2} g_m u_{id}$$

则

$$i_o = 2i_{d1} = g_m u_{id}$$

若从输出端看进去总的负载电阻为 R'_L ,则差模电压增益为

$$A_{ud} = \frac{i_o R'_L}{u_{id}} = g_m R'_L \quad (4.3.34)$$

其中

$$R'_L = r_{ds2} // r_{ds4} // R_L$$

由此可见,在采用有源负载以后,尽管差分放大器的输出是单端对地的,但是它的电压增益

仍然与单管放大器相同,而不是采用电阻负载时那样为单管放大器的一半。如果后级的负载电阻 R_L 为无穷大,则 $R'_L = r_{ds2} // r_{ds4}$ 。由于 r_{ds2} 、 r_{ds4} 均为较大的电阻,所以有源负载差分放大器的最大电压增益可以达到很高的数值。

2. 共模电压增益

图 4.3.17 是输入为共模信号的有源负载差分放大器。由图可知,对于共模信号,由于 $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$,所以两个晶体管的集电极电流大小相同、方向相同。又由于电路两边对称,必有 $i_{d1} = i_{d2}$, $i_{d3} = i_{d4}$,因此 $i_{d2} = i_{d4}$,即

$$i_o = i_{d4} - i_{d2} = 0 \quad (4.3.35)$$

这个结果说明在理想情况下,有源负载差分放大器的共模增益为 0, K_{CMR} 趋于无穷大。当然在实际电路中,由于总是存在各种不对称的情况,所以实际电路的 K_{CMR} 不可能等于无穷大,但是肯定比电阻负载的差分放大器高得多。

从上面的讨论可以看到,有源负载差分放大器具有良好的差模放大特性和很高的共模抑制比,所以在集成放大器电路中得到广泛应用。有源负载差分放大器的另一个重要特点是能够使差模输入信号有效地转换为以地为参考点的单端输出信号。由于大部分放大器需要以地作为参考点,所以该特点具有十分重要的意义。

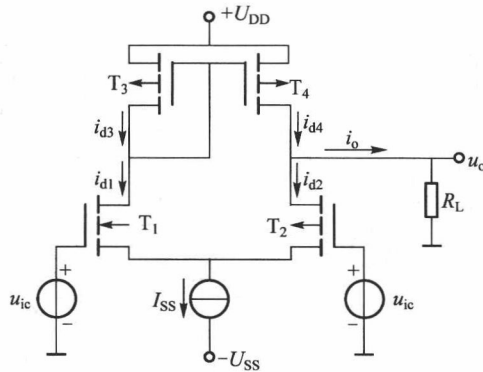


图 4.3.17 共模输入时的有源负载 MOS 差分放大器

4.3.6 差分放大电路的传输特性及应用

1. 差分放大器的传输特性

所谓差分放大器的传输特性是指电路输出电流或输出电压与输入差模电压之间的函数关系。研究差分放大器的传输特性,可以明确输入信号的线性工作范围和大信号输入时的输出特性。

图 4.3.18(a) 为恒流源差分放大器电路原理图,由图可以得到

$$u_{i1} - u_{BE1} + u_{BE2} - u_{i2} = 0$$

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} = u_{BE1} - u_{BE2} \quad (4.3.36)$$

晶体管发射极电流与 BE 结电压之间的关系可以近似表示为

$$i_E = I_{ES} \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) \quad (4.3.37)$$

$$i_{E1} + i_{E2} = I_0 \quad (4.3.38)$$

由式(4.3.36)、式(4.3.37)及式(4.3.38)可以得到

$$\begin{cases} i_{C1} = \alpha i_{E1} = \frac{\alpha I_0}{1 + I_{ES} \exp\left(-\frac{u_{id}}{U_T}\right)} \\ i_{C2} = \alpha i_{E2} = \frac{\alpha I_0}{1 + I_{ES} \exp\left(\frac{u_{id}}{U_T}\right)} \end{cases} \quad (4.3.39)$$

$$i_{C1} - i_{C2} = \alpha I_0 \left(\frac{1}{1 + I_{ES} \exp\left(-\frac{u_{id}}{U_T}\right)} - \frac{1}{1 + I_{ES} \exp\left(\frac{u_{id}}{U_T}\right)} \right) = I_0 \operatorname{th}\left(\frac{u_{id}}{2U_T}\right) \quad (4.3.40)$$

输出电压

$$u_o = -R_C(i_{C1} - i_{C2}) = -I_0 R_C \operatorname{th}\left(\frac{u_{id}}{2U_T}\right) \quad (4.3.41)$$

根据式(4.3.39)、式(4.3.41)可以画出图 4.3.18(b)、(c) 所示的传输特性。

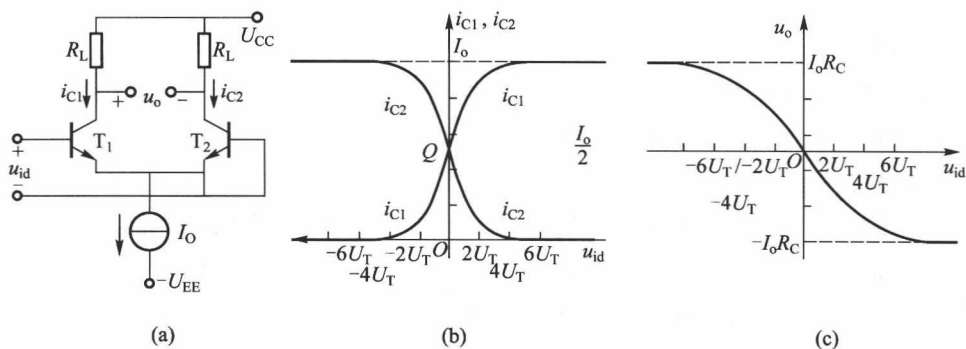


图 4.3.18 恒流源差分放大电路传输特性

(a) 电路 (b) 电流传输特性 (c) 电压传输特性

由图 4.3.18(b) 可以看出以下几点:

(1) 当 $u_{id}=0$ 时, 差分放大器处于平衡状态, 此时 $I_{C1}=I_{C2}=\frac{I_0}{2}$, 则静态跨导 g_m 为

$$g_m = -\left. \frac{d(i_{C1} - i_{C2})}{du_{id}} \right|_{u_{id}=0} = \frac{I_0}{2U_T} = 20I_0 \text{ (mA/V)} \quad (\text{常温下}) \quad (4.3.42a)$$

$$A_{ud} = -R_C \left[\frac{d(i_{C1} - i_{C2})}{du_{id}} \right] = -g_m R_C = -\left(\frac{R_C}{2U_T} \right) I_0 \quad (4.3.42b)$$

可见, 差分放大器的增益与恒流源电流 I_0 成正比。

(2) 差模电压 $-U_T \leq u_{id} \leq +U_T$ 时, 输入与输出可保持线性关系 (说明线性范围很窄)。

(3) 差模电压 $|u_{id}| > 4U_T$ 时, 输出 u_o 基本上保持不变, 利用此特性, 差分放大器可用作限幅器、检波、变频等频率变换。

2. 展宽输入动态范围及差分放大器的其他应用

(1) 展宽输入动态范围

由传输特性可知, 差分放大器的输入线性范围极小, 输入差模信号大于 100mV 左右就会出现严重的限幅现象(输出可能成为方波), 为了展宽输入动态范围, 可在射极加电流负反馈电阻 R , 如图 4.3.19 所示。

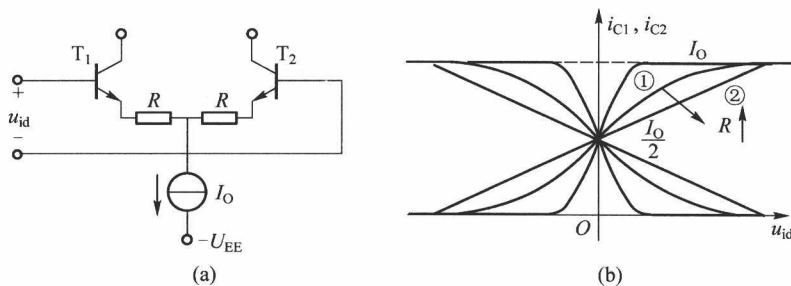


图 4.3.19 引入串联电流负反馈电阻 R , 展宽输入线性动态范围

(a) 引入电流负反馈电阻电路 (b) 展宽了输入线性动态范围的传输特性

(2) 倒相器

单端输入双端输出差分放大器可作为“分离倒相器”, 输出一对等值反相的信号, 如图 4.3.20 所示, 调节 R_P , 可调节输出信号的幅度。

(3) 自动增益控制电路: $I_O = f(U_c)$

利用差分放大器的增益与恒流源电流 I_O 成正比这一特点, 可实现自动增益控制电路。如图 4.3.21 所示, 如果输入信号增大, 输出信号也随之增大, 经过一定的电路产生控制电压 U_c , 促使恒流源电流 I_O 减小, 导致增益减小, 反之亦然。从而保证即使输入信号大范围变化, 输出信号大小也比较稳定, 不会产生严重的非线性失真。

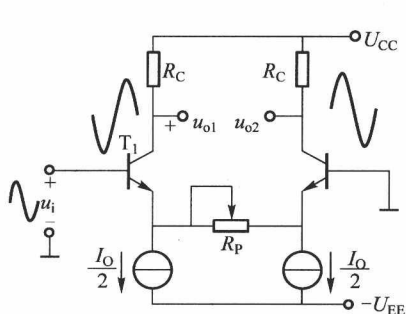


图 4.3.20 倒相器电路

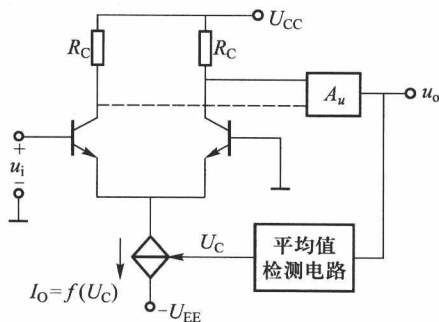


图 4.3.21 自动增益控制电路

(4) 波形变换电路

在很多单片集成函数发生器电路中,利用调节差分放大器的电流负反馈强度来控制传输特性的线性范围,从而将三角波变换为正弦波,如图 4.3.22 所示,调节 $R_p=0$,使传输特性如图(b)中曲线①所示,线性范围很窄,输出为方波。增大 R_p ,传输特性如图(b)中曲线②所示,输出为正弦波。再增大 R_p ,传输特性如图(b)中曲线③所示,线性范围很宽,输出为三角波。

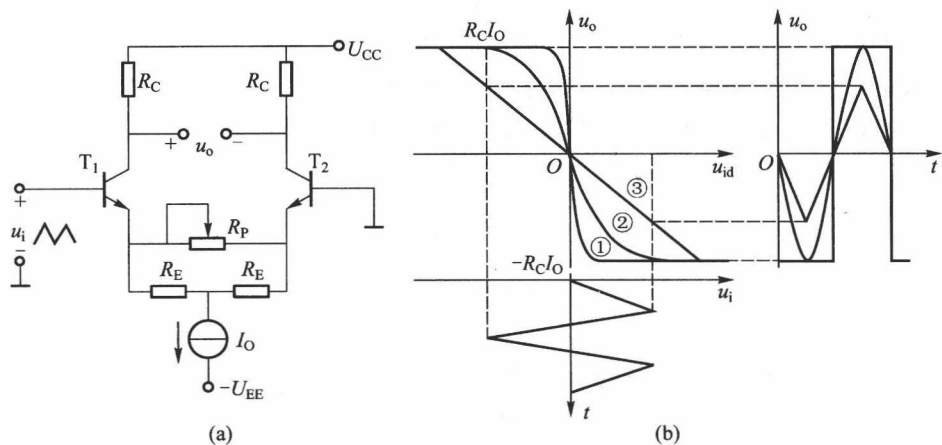


图 4.3.22 波形变换电路及波形图

(a) 波形变换电路 (b) R_p 大小变化对传输特性及输出波形的影响

3. 双平衡模拟乘法器

图 4.3.23 为双平衡模拟相乘器,又称吉尔伯特(Gilbert)乘法器单元电路。它是一种四象限乘法器,也是大多数集成乘法器的基础电路。

假定各晶体管的特性是相同的,且各晶体管基极电流均可略去不计。图中,六只晶体管分别组成三个差分对,根据差分电路原理可以写出

$$i_{c1} - i_{c2} = i_{c5} \operatorname{th}\left(\frac{u_x}{2U_T}\right) \quad (4.3.43)$$

$$i_{c3} - i_{c4} = i_{c6} \operatorname{th}\left(\frac{u_x}{2U_T}\right) \quad (4.3.44)$$

$$i_o = i_{o1} - i_{o2} = i_{c1} - i_{c2} - (i_{c3} - i_{c4}) = (i_{c5} - i_{c6}) \operatorname{th}\left(\frac{u_x}{2U_T}\right) \quad (4.3.45)$$

由图可见, R_E 为 T_5 、 T_6 的射极负反馈电阻,当 R_E 较大时,有

$$i_{c5} - i_{c6} \approx \frac{u_y}{R_E} \quad (4.3.46)$$

故

$$i_o = i_{o1} - i_{o2} = \frac{u_y}{R_E} \operatorname{th}\left(\frac{u_x}{2U_T}\right) \quad (4.3.47)$$

当

$$u_x \ll 2U_T = 52 \text{ mV 时, } \operatorname{th}\left(\frac{u_x}{2U_T}\right) \approx \frac{u_x}{2U_T}$$

$$i_o = \frac{1}{2R_E U_T} (u_x \times u_y) \quad (4.3.48)$$

由此可求得输出电压 u_o 为

$$u_o = -(i_{o1} - i_{o2}) R_c = -i_o R_c = -\frac{R_c}{2R_E U_T} (u_x \times u_y) = K(u_x \times u_y) \quad (4.3.49)$$

式中 K 称为标度因子

$$K = -\frac{R_c}{2R_E U_T} (1/V)$$

由公式(4.3.49)可知,当输入信号 u_x 较小时,图 4.3.23 电路可以得到理想相乘作用。 u_x 或 u_y 均可取正或负极性,故为四象限乘法器电路。当输入信号 u_x 较大时,将会带来很大的非线性失真。因此, Gilbert 乘法器单元电路的输入线性范围很小。为了扩大 u_x 的输入线性范围,需要附加“反 th”电路。

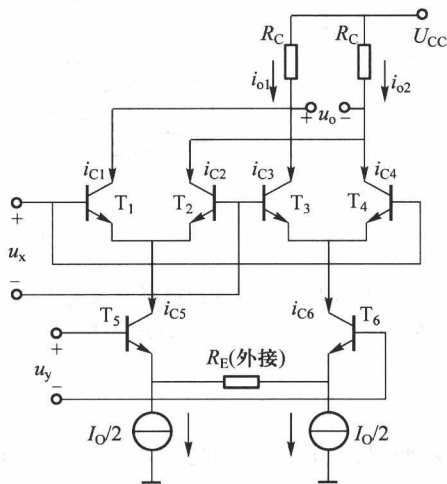


图 4.3.23 双平衡模拟乘法器 (Gilbert 乘法器单元)

4.4 集成运算放大器的输出电路

对集成运放输出级的主要要求是尽可能大的动态范围(或摆幅);比较高的输入电阻;足够低的输出电阻和充分小的功耗。在三种基本组态放大电路中,射随器基本上能够满足上述要求,是最好的选择。

单管射随器的缺点是工作效率低、动态范围小,因此,在集成运放中,输出级一般采用复合结构,即由一只 PNP 管和一只 NPN 管组成互补对称射极输出电路,其原理电路如图 4.4.1 所示。由电路的对称性可知,工作过程如下:

- (1) 当 $u_i = 0$ 时,输出 $u_o = 0$;
- (2) 在正半周电压信号作用下,晶体管 T_1 导通, T_2 截止, T_1 处于电压跟随状态;
- (3) 在负半周电压信号作用下,晶体管 T_2 导通, T_1 截止, T_2 处于电压跟随状态。

由此可见,如果输入为正弦波,即可在负载上合成完整的波形。该电路的输出电阻低,带负载能力强。但是晶体管只有在基极和发射极之间电压相差 $0.3V$ (锗管)或 $0.7V$ (硅管)时才导通,过零时将出现波形不连续,如图 4.4.2 所示,这种现象称为交越失真。解决交越失真的办法

是将晶体管偏置于临界导通状态,因此可以利用两只二极管来设置晶体管的静态工作点,如图 4.4.3 所示。

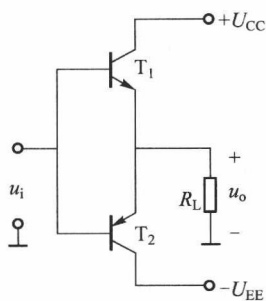


图 4.4.1 互补原理电路

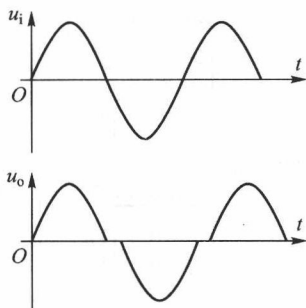


图 4.4.2 交越失真波形

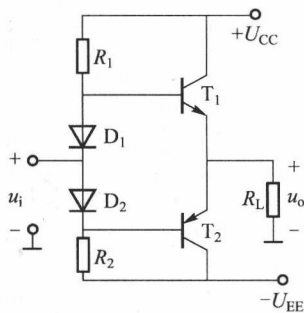


图 4.4.3 简单互补电路

4.5 集成运算放大器内部电路举例

集成运算放大器一直向着高精度、高速度和多功能的方向发展。早期的运放,全部由 BJT 构成,随后又出现了 MOS 集成运放以及电流模型集成运放。下面介绍两种典型的集成运放,一种是由双极型晶体管组成的运放,另一种是由场效应管组成的运放。

4.5.1 BJT 通用运算放大器 F007

F007(国外对应型号为 LM741)是第二代集成运算放大器的代表,它充分利用了集成电路的优点,结构合理,性能优良,是目前仍在广泛应用的模拟集成运算放大器。F007 的原理电路如图 4.5.1 所示。由图可知。整个电路由输入级、中间级、输出级、偏置电路和保护电路五部分组成。其结构框图如图 4.5.2 所示。

1. 差分输入级

F007 的差分输入级由 $T_1 \sim T_7$ 组成, T_1 、 T_2 和 T_3 、 T_4 管组成共集-共基复合差分输入电路。其中 NPN 管 T_1 和 T_2 作为射极输出器,把输入信号跟随到 PNP 管 T_3 和 T_4 的发射极,横向 PNP 管 T_3 和 T_4 具有发射结反向击穿电压高的优点。 T_5 、 T_6 是它们的有源负载。 T_5 、 T_6 、 T_7 还担当双端至单端输出的转换任务。另外,还可以从 T_5 和 T_6 的发射极与 $-U_{EE}$ 之间外接调零电阻 R_p ,以调节差分放大器两臂负载的对称性,对失调电压进行补偿。该输入级的优点是:

(1) 差模输入范围大。利用了 NPN 管 T_1 和 T_2 的 β 值大及横向 PNP 管 T_3 和 T_4 发射结击穿电压高的优点,取长补短,使输入级在电流增益和差模输入电压范围这两方面的性能都获得提高。

(2) 共模输入范围大、共模抑制比高。由图 4.5.1 不难看出,在共模输入信号作用下,如果 T_1 和 T_2 的电流增大,则 T_3 和 T_4 的基极电流也将跟着增大。因为 T_{10} 电流恒定,所以 T_3 和 T_4 基极电流的增大,必然引起 T_8 、 T_9 的电流减小,从而使 T_1 和 T_2 电流不能增大。反之亦然。因此,这种调节机制使得共模输出电流受到抑制。

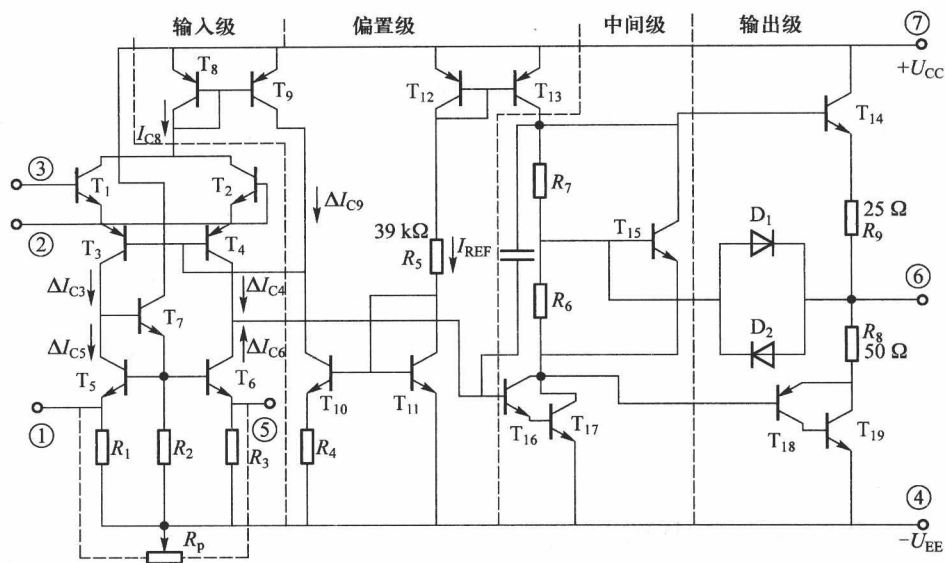


图 4.5.1 集成运算放大器 F007 的原理电路

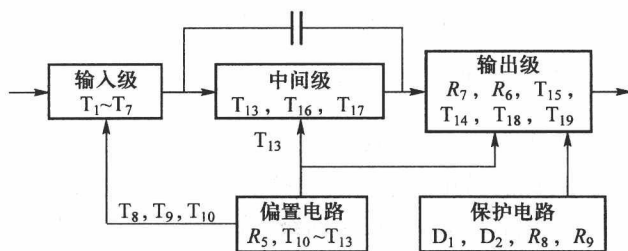


图 4.5.2 结构框图

(3) 电压增益和输入阻抗高。组合差放管采用 T_5 、 T_6 和 T_7 组成的有源负载后, 实现了双端-单端输出转换从而使放大倍数与双端输出时一致。其原理如下: 由图 4.5.1 可知, 对差模输入信号而言, T_4 若有一电流 ΔI_{C4} 增加量, 则 T_3 必有一电流减小量 ΔI_{C3} , 且 $|\Delta I_{C4}| = |\Delta I_{C3}|$ 。若电流的实际方向如图所标, 则输出给下一级的电流变化量 ΔI_o 为

$$\Delta I_o = \Delta I_{C4} + \Delta I_{C6} \approx \Delta I_{C4} + \Delta I_{C5} \approx \Delta I_{C4} + \Delta I_{C3} = 2\Delta I_{C4}$$

即单端输出的实际电流是单管输出电流的两倍。而对共模输入信号, 由于 I_{C3} 和 I_{C4} 变化相同而相互抵消, 所以输出电流为零。因此, 电路虽然采用了单端输出方式, 却能得到与双端输出时相同的效果。具有这种功能的差分电路, 通常称为双端-单端输出转换电路或单端化电路。一般来说, 采用镜像电流源负载的差分放大器都具有这种功能(如习题 4-12)。

2. 中间级

T_{16} 、 T_{17} 组成中间电压放大级, T_{16} 和 T_{17} 是复合管, 其输入电阻很高, 对前级影响小。 T_{13} 管是

中间电压放大级的集电极有源负载。有源负载的采用,使中间电压放大级可以达到 55 dB 的增益。

3. 输出级

互补对称输出级由 T_{14} 、 T_{18} 和 T_{19} 组成。其中 T_{18} 为横向 PNP 管, β 值为 1, 当 T_{18} 与 T_{19} 组合构成复合 PNP 管时, 其 β 值将由 T_{19} 决定。由于 T_{14} 、 T_{19} 均为 NPN 管, 因而保证了互补输出时的对称性。 T_{15} 、 R_6 和 R_7 组成恒压偏置电路, 为互补输出管提供适当的正向偏压, 使之工作于甲乙类, 以克服交越失真。

4. 保护电路

D_1 、 D_2 、 R_8 和 R_9 组成输出级的过载保护电路。其原理如下: 在正常输出情况下, R_8 和 R_9 上的压降不足以使 D_1 、 D_2 导通, 所以保护电路不工作。当输出电流过大或输出不慎短路时 R_8 和 R_9 上的电压增大, 致使 D_1 、 D_2 导通, 将 T_{14} 、 T_{18} 基极的部分驱动电流旁路, 从而限制了互补管的输出电流, 起到限流保护作用。

5. 偏置电路

由图可知, T_{11} 、 T_{12} 和 R_5 构成了主偏置电路, 其基准电流

$$I_{\text{REF}} = \frac{+U_{\text{CC}} - (-U_{\text{EE}}) - U_{\text{BE12}} - U_{\text{BE11}}}{R_5} \quad (4.5.1)$$

T_{10} 、 T_{11} 和 R_4 组成微电流源, 通过 T_8 和 T_9 组成的镜像电流源为差分输入级提供偏置电流。 T_{12} 和 T_{13} 管构成电流源是中间级的有源负载。

为了保证 F007 在负反馈应用时能稳定工作, 在 T_{16} 管基极和集电极之间还接了一个内补偿电容。根据密勒效应, 这种接法可使 30pF 小电容起到一个大电容的补偿作用。

此外, F007 的两个输入端相对输出信号的相位, 有一个为同相端, 而另一个则为反相端。由图 4.5.1 不难看出, 管脚 3 为同相输入端, 管脚 2 则为反相输入端。

4.5.2 C14573 集成运算放大电路

在测量中经常需要输入电阻高、输入电流小的放大器。有时要求其电流在 $10\mu\text{A}$ 左右。双极型器件难于满足上述要求, 必须使用场效应型器件。场效应集成运算放大电路种类很多, 下面以 CMOS 电路 C14573 为例, 简述其工作原理。

C14573 是四个独立的运放制作在一个芯片上的器件, 单个运放单元的电路原理图如图 4.5.3 所示, 它全部由增强型 MOS 管构成。由图可知整个电路由两级组成。 T_1 、 T_2 和 T_7 构成多路电流源, 根据它们的结构尺寸可以得到 T_2 与 T_7 管的漏极电流, 参考电流由 T_1 管和外接偏置电阻 R_s 提供。在已知 T_1 管开启电压的前提下, 改变外接电阻 R_s , 可改变电流源的参考电流 I_{REF} 大小。一般控制在 $20 \sim 200\mu\text{A}$ 。它为输入级的差分放大器和输出级的共源放大电路提供偏置电流, 同时也是输出级共源放大电路的有源负载。

第一级是采用共源形式的双端输入、单端输出差分放大电路。P 沟道管 T_3 和 T_4 构成源极输出的差分放大电路, N 沟道管 T_5 和 T_6 管组成镜像电流源, 作为差分放大电路有源负载, 并使得单端输出的差分电路具有与双端输出同样的电压增益。由于第二级电路从 T_8 的栅极输入, 其输入电阻非常大, 所以使第一级具有很强的电压放大能力。

第二级是由 T_7 与 T_8 组成一个高增益共源放大电路, T_7 为有源负载。由于采用有源负载, 因

此具有很强的电压放大能力。但由于输出电阻很大,因而带负载能力较差,通常用于以场效应管为负载的电路。

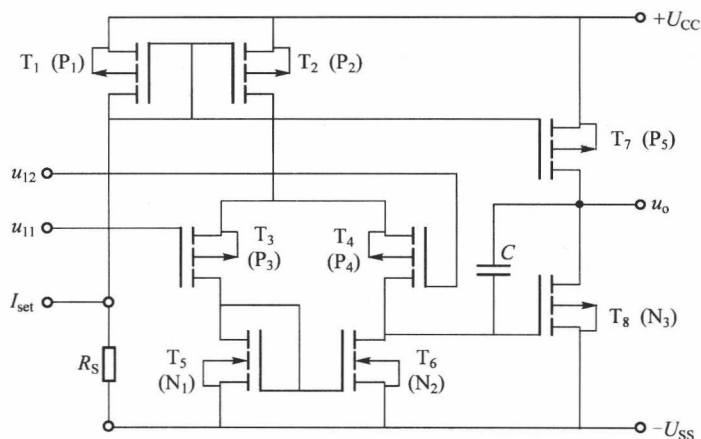


图 4.5.3 C14573 电路的原理图

电容 C 为密勒补偿电容,起相位补偿作用,防止自激。

4.6 集成运算放大器的主要技术参数

运算放大器的性能可以用一些参数来表示。为了合理地选用运算放大器,必须了解各参数的含义。选择器件时,最主要的是要注意“精度”和“速度”两个方面。与精度有关的指标是开环增益、共模抑制比、输入阻抗、失调电压、失调电流、输入偏流、噪声等;与速度有关的指标是频带宽度和压摆率等。

1. 输入失调电压 U_{I0} 和输入失调电流 I_{I0}

输入失调主要反映运放输入级差分电路的对称性。欲使静态时输出端为零电位,运放两输入端之间必须外加的直流补偿电压,称为输入失调电压,用 U_{I0} 表示;必须外加的直流补偿电流,称为输入失调电流,用 I_{I0} 表示。

2. 失调的温漂

在规定的工作温度范围内, U_{I0} 随温度的平均变化率称为输入失调电压温漂,以 $\frac{dU_{I0}}{dT}$ 表示。

在规定的工作温度范围内, I_{I0} 随温度的平均变化率称为输入失调电流温漂,以 $\frac{dI_{I0}}{dT}$ 表示。

3. 输入偏置电流 I_{IB}

静态时,输入级两差放管基极电流 I_{B1} 、 I_{B2} 的平均值,即

$$I_{IB} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

称为输入偏置电流,用 I_{IB} 表示。

4. 开环差模电压放大倍数 A_{ud}

在无反馈回路条件下,运放输出电压与输入差模电压之比,称为开环差模电压放大倍数,用 A_{ud} 表示。

5. 共模抑制比 K_{CMR}

运放差模电压放大倍数与共模电压放大倍数之比的绝对值,称为共模抑制比,用 K_{CMR} 表示,常以分贝(dB)为单位。

6. 差模输入电阻 R_{id}

运放两个差分输入端之间的等效动态电阻,称为差模输入电阻,用 R_{id} 表示。

7. 共模输入电阻 R_{ic}

运放每个输入端对地之间的等效动态电阻,称为共模输入电阻,用 R_{ic} 表示。

8. 输出电阻 R_o

从运放输出端和地之间看进去的动态电阻,称为输出电阻,用 R_o 表示。

9. 输入电压范围

当加在运放两输入端之间的电压差超过某一数值时,输入级的某一侧晶体管将出现发射结反向击穿而不能工作,则输入端之间能承受的最大电压差,称为最大差模输入电压,用 U_{dm} 表示。

当运放输入端所加共模电压超过某一数值时,使放大器不能正常工作,此最大电压值称为最大共模输入电压,用 U_{cm} 表示。

10. 带宽

运放开环电压增益下降到直流增益的 $1/\sqrt{2}$ 倍(-3 dB)时所对应的频带宽度,称为运放的-3 dB带宽,用 BW 表示。

运放开环电压增益下降到 1 时的频带宽度,称为运放的单位增益带宽,用 BW_G 表示。

11. 转换速率(压摆率) SR

该指标是反映运放对于高速变化的输入信号的响应情况。运放在额定输出电压下,输出电压的最大变化率,即

$$SR = \left| \frac{du_o}{dt} \right|_{\max}$$

称为转换速率(压摆率),用 SR 表示。

12. 静态功耗 P_e

当输入信号为零时,运算放大器消耗的总功率,称为静态功耗,用 P_e 表示。

13. 电源电压抑制比 $PSRR$

电源电压的改变将引起失调电压的变化,则失调电压的变化量与电源电压变化量之比,即

$$PSRR = \frac{\Delta U_{io}}{\Delta E}$$

定义为电源电压抑制比,用 $PSRR$ 表示。

典型集成电路运算放大器参数如表 4.6.1 所示。

表 4.6.1 几种常用集成运算放大器的性能参数

参数名称 器件型号与性能		GBW (典型)	SR (典型)	CMRR (最小)	U_n (典型)	U_{io} (最大)	I_{IB} (最大)	$\frac{\Delta U_{io}}{\Delta T}$ (典型)	I_Q (最大)	I_{io} (最大)	U_{CC} Span (Min ~ Max)
LM324 四路通用运算放大器	通用运算放大器	1.2 MHz	0.5 V/ μ s	65 dB	35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	9 mV	500 nA	7 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	1.4 mA	150 nA	$\pm 1.5\text{V} \sim \pm 18\text{V}$
		0.7 MHz	0.5 V/ μ s	70 dB		7.5 mV	500 nA		2.8 mA	500 nA	$\pm 1.5\text{V} \sim \pm 18\text{V}$
OP07C 低失调电压型运算放大器	精密运算放大器	0.6 MHz	0.3 V/ μ s	120 dB	9.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	150 μ V	1 nA	1.5 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	1.3 mA	1 nA	$\pm 4\text{V} \sim \pm 18\text{V}$
OP27 低噪声、精密运算放大器	低噪声、精密运算放大器	8 MHz	2.8 V/ μ s	114 dB	3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	25 μ V	40 nA	0.2 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	5.7 mA	35 nA	$\pm 4\text{V} \sim \pm 22\text{V}$
OP37 低噪声、精密、高速运算放大器	低噪声、精密、高速运算放大器	63 MHz	17 V/ μ s	114 dB	3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 μ V	40 nA	0.2 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	5.67 mA	35 nA	$\pm 4\text{V} \sim \pm 22\text{V}$
AD797 低电压噪声放大器	低电压噪声放大器	0.8 MHz	20 V/ μ s	114 dB	900 pV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	80 nV	0.25 μ V	1.0 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	8.2 mA	100 nA	$\pm 5\text{V} \sim \pm 15\text{V}$
AD8034 高速 FET 输入运算放大器	高速 FET 输入运算放大器	80 MHz	80 V/ μ s	100 dB	11 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1 mV	1.5 pA	4 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	3.5 mA	1.5 pA	单电源 5V ~ 24V
AD812 高速电流反馈型运算放大器	高速电流反馈型运算放大器	145 MHz	1600 V/ μ s	51 dB	3.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5 mV	25 nA	15 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	5.5 mA	1.5 pA	$\pm 1.2\text{V} \sim \pm 18\text{V}$
TLC25M4 低功耗低压运算放大器	低功耗低压运算放大器	1.7 MHz	3.6 V/ μ s	65 dB	25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 mV	1 pA	1 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	7.2 mA	600 pA	1.4V ~ 16V
LF347 四路通用 JFET 输入运算放大器	四路通用 JFET 输入运算放大器	3 MHz	13 V/ μ s	70 dB	18 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 mV	200 nA	18 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	11 mA	100 pA	$\pm 3.5\text{V} \sim \pm 18\text{V}$
LP2902 超低功耗四路运算放大器	超低功耗四路运算放大器	0.1 MHz	0.05 V/ μ s	75 dB		10 mV	40 nA	10 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	0.275 mA	8 pA	3V ~ 32V
LMV344 有关断状态的轨至轨运算放大器	有关断状态的轨至轨运算放大器	1 MHz	1 V/ μ s	56 dB	39 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	4 mV	250 pA	1.7 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	230 μ V	6.6 fA	2.7V ~ 5V
TLC2264A 轨至轨极低功耗运算放大器	轨至轨极低功耗运算放大器	0.71 MHz	0.55 V/ μ s	70 dB	12 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	2.5 mV	800 pA	0.2 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	0.5 mA	0.5 pA	$\pm 2.2\text{V} \sim \pm 18\text{V}$
TLV342A 低压轨对轨 CMOS 运算放大器	低压轨对轨 CMOS 运算放大器	2.2 MHz	0.9 V/ μ s	50 dB	33 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.25 mV	3000 pA	1.9 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	0.2 mA	6.6 fA	1.5V ~ 5.5V
OPA454 高压大电流运算放大器	高压大电流运算放大器	2.5 MHz	13 V/ μ s	100 dB	47 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	4 mV	100 pA	10 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	4 mA	100 pA	$\pm 5\text{V} \sim \pm 50\text{V}$
TL074B 低噪声 JFET 输入运算放大器	低噪声 JFET 输入运算放大器	3 MHz	13 V/ μ s	75 dB	18 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	3 mV	200 pA	18 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	2.5 mA	100 pA	$\pm 3.5\text{V} \sim \pm 18\text{V}$
TLC254 低压四路运算放大器	低压四路运算放大器	1.7 MHz	3.6 V/ μ s	65 dB	25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 mV	60 pA	1 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	0.5 mA	60 pA	$\pm 1.4\text{V} \sim \pm 16\text{V}$
TLC279 精密单电源运算放大器	精密单电源运算放大器	1.7 MHz	3.6 V/ μ s	60 dB	25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.9 mV	600 pA	1.8 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	7.2 mA	60 pA	3V ~ 16V
OPA137 低功耗 JFET 输入运算放大器	低功耗 JFET 输入运算放大器	1 MHz	3.5 V/ μ s	74 dB	45 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 mV	100 pA	15 μ V/ $^{\circ}\text{C}$	0.27 mA	50 pA	$\pm 2.25\text{V} \sim \pm 18\text{V}$
TLV2362 高性能低压运算放大器	高性能低压运算放大器	7 MHz	3 V/ μ s	75 dB	8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6 mV	150 nA		2.25 mA	100 nA	$\pm 1\text{V} \sim \pm 2.5\text{V}$

本章小结

1. 集成电路是采用半导体集成工艺把众多晶体管、电阻、电容及连线制作在一块硅片上,做成具有特定功能的独立电子线路。它主要由差分输入级、中间共射放大级、互补射随器输出级以及电流源电路组成。集成电路具有性能好、可靠性高、体积小、耗电少、成本低等优点,因而在模拟电路中获得广泛应用。

2. 电流源是根据晶体管工作在放大状态下具有恒流特性来实现的。镜像电流源是最基本的集成电流源,其他各种电流源几乎都由它演变而来。在集成电路中,电流源的作用主要有两个:一是提供稳定偏流;二是作放大器的有源负载。电流源对提高集成运放的性能有重要作用。以电流源作放大电路的有源负载是集成运放中最具特色的一种电路结构。衡量电流源质量高低的主要指标是动态内阻 R_o 、温度系数和抗电源变化能力的强弱。

3. 差分放大电路是集成运算放大器的重要组成部分,它能有效地抑制直接耦合产生的零漂。差分放大器只放大两输入端的差模信号,而抑制两输入端的共模信号(即和信号的一半),对差模信号的放大作用和对共模信号的抑制作用是差分放大级的基本功能。对称性和“长尾”(R_E 和 $-U_{EE}$)是保证它具备上述功能的电路结构条件。差分放大电路有两个输入端和两个输出端,根据输入、输出方式的不同组合,差分放大电路共有四种典型接法。分析这些电路时,要根据两边电路的不同输入信号分量分别计算。另外,为了表征差分放大器放大差模信号和抑制共模信号的能力,引入了参数——共模抑制比 K_{CMR} 。

4. 传输特性是描述差放在输入信号大范围变动时输出信号特性的有效方法,显示了差放的非线性特性。跨导 g_{md} 是差模传输特性在静态工作点附近的线性区的斜率,代表了差放对小信号的放大能力。差分放大器的差模传输特性具有双曲正切特性。根据该特性,差分电路除了实现小信号放大之外,还可以利用变跨导特性、非线性限幅特性以及实现可控增益放大、模拟乘法运算、波形变换、有源限幅以及高速电流开关等。

5. 作为集成运放的主增益级,中间级通常采用有源负载共射放大器。由于互补射随器具有输出电阻小、动态范围大等特点,因而多用于集成运放的输出级。

6. MOS 集成运放在电路组成上与双极型运放相同,基本单元电路的形式也与双极型电路相似。由于 MOS 集成运放具有集成度高、输入电阻高、功耗低及温度特性好等特点,更适合用于测量,又由于 NMOS 和 PMOS 之间存在互补,不需要电平转移,线路简单,有利于集成。因而,无论是作为通用型运放,还是作为大规模电路中的一个子电路,都得到越来越广泛的应用。C14573 是典型的场效应集成运算放大器之一。

7. 集成运放作为一个基本的信号处理器件,有两个输入端(一个为同相端,另一个为反相端)和一个输出端,其外特性是由它的性能指标来表征的。因此,只有理解了各项指标的含义,在实际应用中才能合理地选择集成运放。

习题

4-1 集成运放 F007 的电流源组成如图 P4-1 所示,设 $U_{BE}=0.7V$,

(1) 若 T_3 、 T_4 管的 $\beta=2$, 试求 I_{C4} ;

(2) 若 $I_{C1}=26\text{ }\mu\text{A}$, 试求 R_1 。

4-2 由电流源组成的放大器如图 P4-2 所示, 试估算电流的放大倍数 $A_i=I_o/I_i$ 。

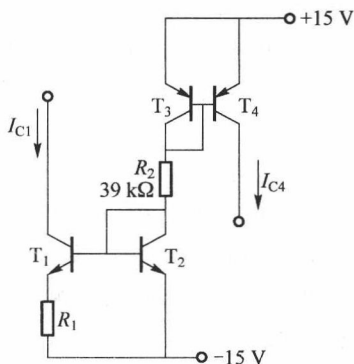


图 P4-1

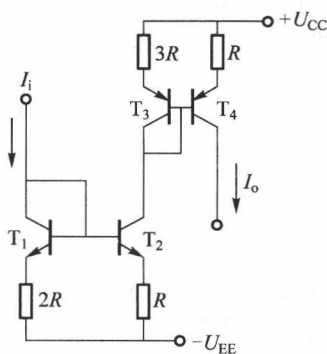


图 P4-2

4-3 用电阻 R_2 取代晶体管的威尔逊电流源如图 P4-3 所示, 试证明

$$I_{C2} \approx \frac{U_T}{R_2} \ln \frac{I_{REF}}{I_s}$$

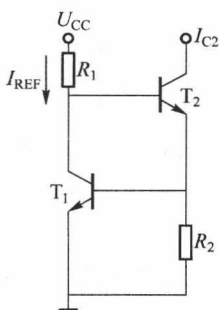


图 P4-3

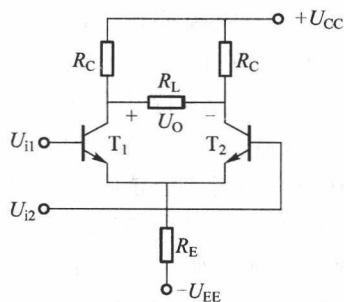


图 P4-4

4-4 电路见图 P4-4。已知 $U_{CC}=U_{EE}=15\text{ V}$, T_1 、 T_2 管的 $\beta=100$, $r_{bb'}=200\text{ }\Omega$, $R_E=7.2\text{ k}\Omega$, $R_C=R_L=6\text{ k}\Omega$ 。

(1) 估算 T_1 、 T_2 管的静态工作点 I_{CQ} 、 I_{CEQ} ;

(2) 试求 $A_{ud}=U_o/(U_{i1}-U_{i2})$ 及 R_{id} 、 R_{od} 。

4-5 差分放大器如图 P4-5 所示。已知 $U_{CC}=24\text{ V}$, $U_{EE}=12\text{ V}$, $R_E=5.1\text{ k}\Omega$, $R_{B1}=R_{B2}=R_B=2\text{ k}\Omega$, $R_C=R_L=10\text{ k}\Omega$, T_1 、 T_2 管的 $\beta=100$, $r_{be}=1\text{ k}\Omega$ 。

(1) 估算 T_2 的静态工作点 I_{C2Q} 、 U_{CE2Q} ;

(2) 试求差模电压放大倍数 $A_{ud}=\frac{u_{od}}{u_{id}}$, 并说明 u_o 与 u_i 之间的相位关系;

(3) 估算共模抑制比 K_{CMR} ;

(4) 求 R_{id} 和 R_{oc} ;

(5) 若断开 R_{B2} 的接“地”端,并在该端与“地”之间接入一交流电压 $u_{i2} = 510\sqrt{2}\sin\omega t$ (mV); 并令 $u_{i1} = u_i = 500\sqrt{2}\sin\omega t$ (mV)。试求出此时输出电压 u_o 的瞬时值表达式。

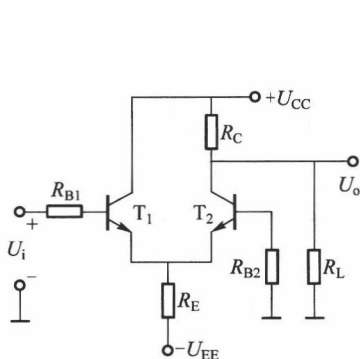


图 P4-5

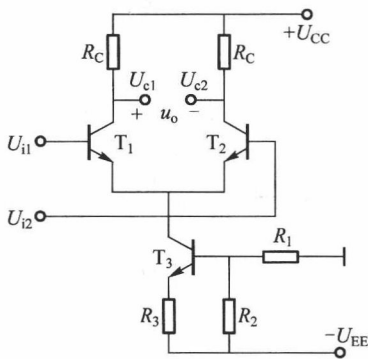


图 P4-6

4-6 电路见图 P4-6。已知 T_1 、 T_2 和 T_3 管的 $\beta = 100$, $r_{bb} = 200\Omega$, $U_{CC} = U_{EE} = 15V$, $R_C = 6k\Omega$, $R_1 = 20k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 2.1k\Omega$ 。

- (1) 若 $u_{i1} = 0$, $u_{i2} = 10\sin\omega t$ (mV), 求 u_o ;
- (2) 若 $u_{i1} = 10\sin\omega t$ (mV), $u_{i2} = 5$ mV, 试画出 u_o 波形图;
- (3) 若 $U_{i1} = U_{i2} = U_{ic}$, 试求 U_{ic} 允许的最大变化范围;
- (4) 当 R_1 增大时, A_{ud} 、 R_{id} 将如何变化?

4-7 图 P4-7 是由 N 沟道 MOSFET 组成的差放。设各管的跨导分别为 $g_{m1} = g_{m2} = 300\mu S$, $g_{m3} = g_{m4} = 50\mu S$, 输出电导 $g_{ds1} = g_{ds2} = 20\mu S$, $g_{ds3} = g_{ds4} = 15\mu S$, 恒流源动态内电导 $G_o = 10\mu S$, 试求它的 A_{ud} 和 K_{CMR} 。

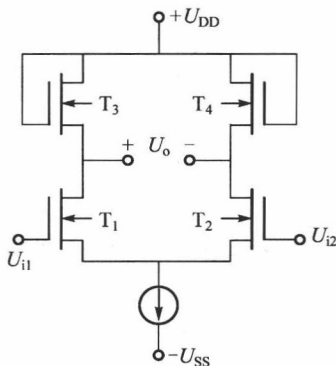


图 P4-7

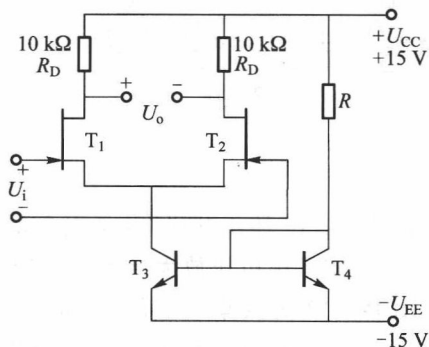


图 P4-8

4-8 场效应差分放大器如图 P4-8 所示。已知 T_1 、 T_2 管的 $g_m = 5$ mS。

- (1) 若 $I_{DQ} = 0.5$ mA, 试求 R ;

(2) 试求差模电压放大倍数 $A_{ud} = U_o / U_{i0}$ 。

4-9 差分放大电路如图 P4-9(a) 和 (b) 所示。设 $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, $r_{be1} = r_{be2} = r_{be}$, $R_{C1} = R_{C2} = R_C$, $R_{B1} = R_{B2} = R_B$, R_P 的滑动端调在 $R_P/2$ 处, 试比较这两种差分放大电路的 A_{ud} 、 R_{id} 和 R_{od} 。

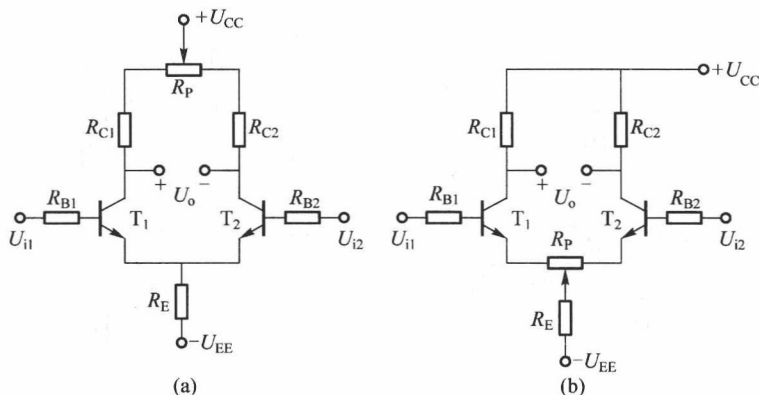


图 P4-9

4-10 电路如图 P4-10 所示。已知 $\beta_1 = \beta_2 = 80$, $r_{be1} = r_{be2} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{E1} = R_{E2} = 11 \text{ k}\Omega$, 两管发射极间所接的电阻 $R = 47 \Omega$, 电位器 $R_P = 220 \Omega$, 试求 R_P 滑动端从最左端调至最右端时, 该电路差模电压放大倍数 A_{ud} 的变化范围。

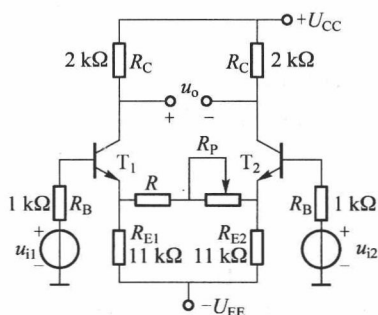


图 P4-10

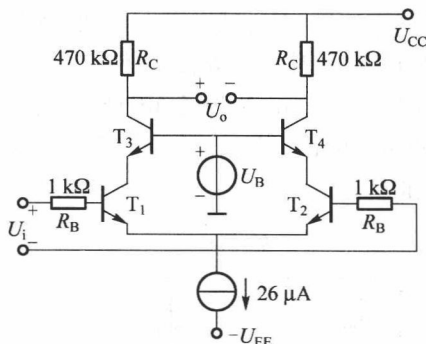


图 P4-11

4-11 在图 P4-11 所示共射-共基组合差分放大电路中, 设超 β 管 T_1 、 T_2 的 $\beta = 2000$, T_3 、 T_4 的 $\beta_3 = \beta_4 = 100$, 试求差模电压放大倍数 A_{ud} 和差模输入电阻 R_{id} 。

4-12 图 P4-12 为共集-共基组合的差分放大电路, 设 $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $\beta_3 = \beta_4 = 4$, $r_{be1} = r_{be2} = 100 \text{ k}\Omega$, $r_{be3} = r_{be4} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_C = 500 \text{ k}\Omega$, $R_L = 100 \text{ k}\Omega$, 试求该差分放大电路的 A_{ud} 、 R_{id} 和 R_{od} 。

4-13 电路如图 P4-13 所示。设 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 100$, $r_{be1} = r_{be2} = 5 \text{ k}\Omega$ 。

(1) 静态时, 若要求 $U_o = 0$, 试估算 I ;

(2) 计算电压放大倍数 $A_{ud} = U_o / U_{i0}$ 。

4-14 电路见图 P4-14。设 $U_{CC} = U_{EE} = 15 \text{ V}$, $I = 2 \text{ mA}$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, $u_{id} = 1.2 \sin \omega t (\text{V})$ 。

- (1) 试画出 u_o 的波形, 并标出波形的幅度;
 (2) 若 R_C 变为 $10\text{ k}\Omega$, u_o 波形有何变化? 为什么?

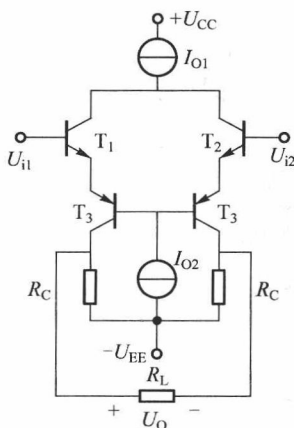


图 P4-12

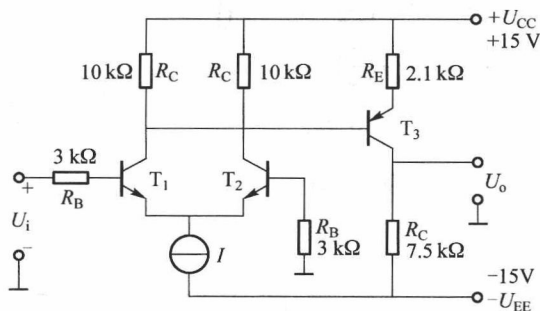


图 P4-13

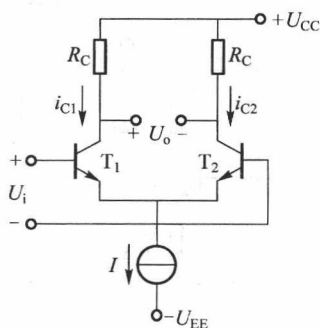


图 P4-14

4-15 电路见图 P4-15。已知 $\beta_1 = \beta_2 = 100$, $r_{be1} = r_{be2} = 5\text{ k}\Omega$, $R_B = 2\text{ k}\Omega$, $R_P = 0.5\text{ k}\Omega$, $R_C = 8\text{ k}\Omega$ 。

- (1) 静态时, 若 $u_o < 0$, 试问电位器 R_P 的动臂应向哪个方向调整才能使 $u_o = 0$;
 (2) 若在 T_1 管输入端加输入信号 U_i , 试求差模电压放大倍数和差模输入电阻。

4-16 有源负载差分放大器如图 P4-16 所示。

- (1) 试分析在输入信号作用下, 输出电流 ΔI_o 与 T_1 、 T_2 管输出电流之间的关系;
 (2) 计算差模电压放大倍数 $A_{ud} = U_o / U_i$ 。

4-17 集成运放 5G23 电路原理图如图 P4-17 所示。

- (1) 简要叙述电路的组成原理;
 (2) 说明二极管 D_1 的作用;
 (3) 判断 2、3 端哪个是同相输入端, 哪个是反相输入端。

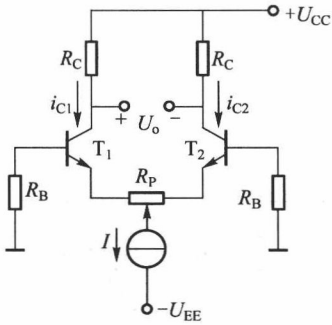


图 P4-15

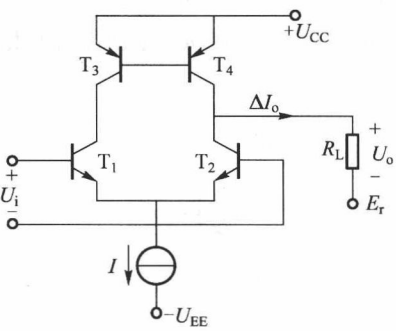


图 P4-16

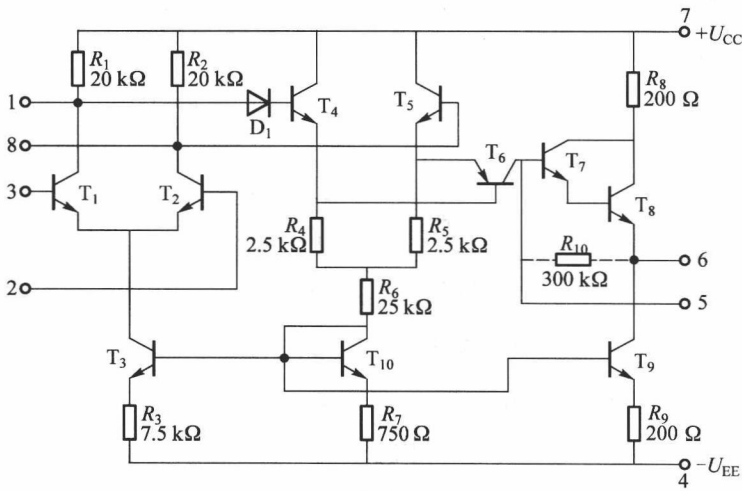


图 P4-17

第五章 集成运算放大器的基本应用电路

本章主要介绍最为重要的有源器件——集成运算放大器的基本应用电路。讨论集成运算放大器的模型、电压传输特性、线性和非线性应用,以及非理性特性对实际应用的限制。介绍同比例放大器、反比例放大器以及集成运算放大器在数学运算、精密二极管电路、音频和宽带放大等诸多方面的应用。

集成运算放大器是将电子器件、电路集成在硅片上的放大器。随着微电子技术的发展,集成运算放大器的性能越来越完善,应用也越来越广泛,并深入到许多电子系统中。

5.1 集成运算放大器的符号、模型、电压传输特性

5.1.1 集成运算放大器的符号、模型及理想运算放大器条件

集成运算放大器的一般符号如图 5.1.1(a)、(b)、(c)所示,用“A”表示运算放大器模块,运放通常有两个输入端,一个称为“同相输入端(+)”,另一个称为“反相输入端(-)”,其中: u_{i+} 表示同相输入端对“地”(电压参考点)的输入电压; u_{i-} 表示反相输入端对“地”的输入电压; U_{CC} 表示正电源电压; U_{EE} 表示负电源电压; u_o 表示输出电压。

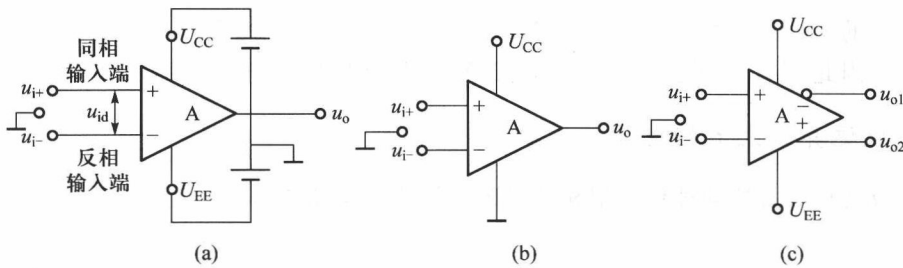


图 5.1.1 不同类型的集成运算放大器符号

(a) 双电源供电,单端输出 (b) 单电源供电,单端输出 (c) 双电源供电,双端输出

所谓“同相输入端”,指的是该端输入信号与输出信号(u_o)的相位相同;而“反相输入端”,指的是该端输入信号与输出信号(u_o)的相位相反。图 5.1.1(a)与(b)所示电路的差别是图(b)所示电路为单电源供电。图 5.1.1(c)与(a)所示电路的差别是图(c)所示电路为双端输出一对等值反相的信号(u_{o1} 、 u_{o2})。其中,图 5.1.1(a)是应用最为普遍的一类集成运算放大器电路。

应用最为普遍的集成运算放大器的模型为电压放大器,它相当于“电压控制电压源”。集成

运算放大器的模型如图 5.1.2 所示。图中： R_i 为集成运放的输入电阻； R_o 为集成运放的输出电阻； u_{id} 为集成运放的输入差模电压，即

$$u_{id} = u_{i+} - u_{i-} \quad (5.1.1)$$

A_{uo} 为集成运放的开环电压放大倍数，输出受控源正比于两输入端电压之差。如果两输入端输入相同的电压（即 $u_{i+} = u_{i-}$ ），则运放输出电压为零。

随着微电子设计与工艺水平的提高，集成运算放大器的指标越来越趋于理想化，即

$$\text{理想运放条件} \begin{cases} R_i \rightarrow \infty \\ R_o \rightarrow 0 \\ A_{uo} \rightarrow \infty \\ I_{i+} = I_{i-} \rightarrow 0 \end{cases} \quad (5.1.2)$$

由理想运放的条件 $R_i \rightarrow \infty$ ，可知 $I_{i+} = I_{i-} \rightarrow 0$ ，相当于两个输入端断开，这一现象称为“虚断”。所谓“虚断”是指集成运放的两个输入端电流趋于零，但又不是真正的开路，这是线性区的一个特征，即输入端电流为零——“虚断”。

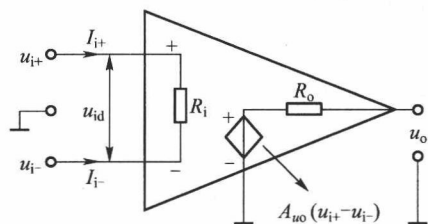


图 5.1.2 集成运算放大器模型

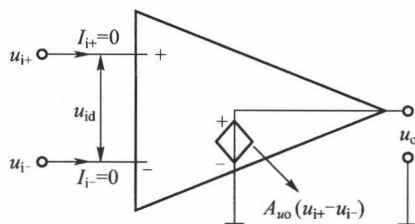


图 5.1.3 理想运放模型

理想运放的模型如图 5.1.3 所示。在大多数实际应用中，理想运放模型不会带来不可接受的计算误差。因此，在今后的分析中，我们将运算放大器视为“理想”运算放大器。

5.1.2 集成运算放大器的电压传输特性

根据集成运算放大器的理想模型和理想运放条件，其输出电压 u_o 正比于同相端和反相端电压之差，即

$$u_o = A_{uo}(u_{i+} - u_{i-}) \quad (5.1.3)$$

据此，可绘制运算放大器的传输特性曲线。必须指出，运算放大器的最大输出电压受正、负电源电压的限制，通常运放的电源电压为 $\pm 15\text{ V}$ 、 $\pm 12\text{ V}$ 等，为了降低运放的功率损耗，当前的电源电压越来越低，有 $\pm 5.5\text{ V}$ 、 $\pm 3.3\text{ V}$ ，甚至更低。所以运放输出电压最大值小于 $U_{CC}(|U_{EE}|)$ ，对于轨对轨(Rail-to-Rail)的运放，其输出电压最大值可达电源电压，记为 U_{oH} 和 U_{oL} 。显然，输出电压最大值有限，运放开环放大倍数 A_{uo} 又很大，则达到最大输出电压的输入差模电压就十分小。例如， $|U_{o\max}| = 10\text{ V}$ ， $A_{uo} = 10^6$ （即 120 dB），那么，为保证线性放大，最大输入差模电压

$$(U_{id})_{\max} = (U_{i+} - U_{i-})_{\max} = \frac{U_{o\max}}{A_{uo}} = 10\text{ }\mu\text{V}$$

若输入超过这个值，则输出不再增大，即出现“限幅”现象，如图 5.1.4 所示。图中，线性放大部

分的斜率是运放的开环放大倍数 A_{uo} , A_{uo} 越大, 特性越陡峭, 输入线性范围越窄。若 $A_{uo} = 10^7$ (即 140 dB), 则 $(U_{id})_{\max} = \pm 1 \mu\text{V}$ 。所以说, 工作在线性放大区的运算放大器的同相端电压 U_{i+} 几乎等于反相端电压 $U_{id} = 0$ ($U_{i+} \approx U_{i-}$), 人们称之为“虚短路”。

若输入差模电压定义反相, 即

$$u_{id} = u_{i-} - u_{i+}$$

则电压传输特性曲线的斜率为负, 如图 5.1.5 所示。

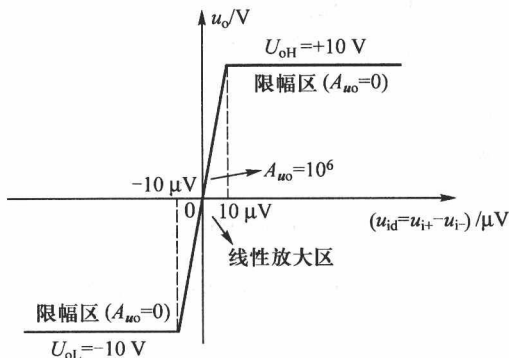


图 5.1.4 运算放大器的电压传输特性

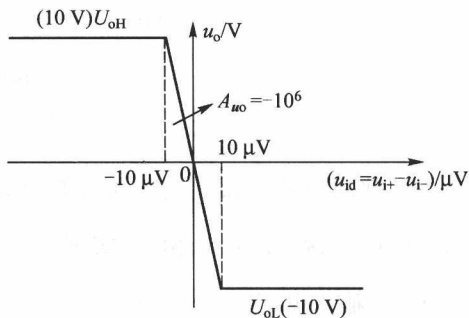


图 5.1.5 反相电压传输特性

若 $U_{in} = 6 \mu\text{V}$, 则 $U_o = -6 \text{ V}$;

若 $U_{in} = -4 \mu\text{V}$, 则 $U_o = +4 \text{ V}$;

若 $U_{in} = 100 \mu\text{V}$, 则 $U_o = -10 \text{ V}$;

若 $U_{in} = 1 \text{ V}$, 则 $U_o = -10 \text{ V}$ 。

可见, 工作在线性放大区, u_{id} 很小, 两输入端可视为“虚短路”; 而工作在限幅区, u_{id} 可以很大, 两输入端不能视为“虚短路”。

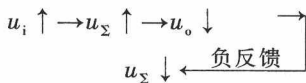
实际上, A_{uo} 很大, 但很不稳定, 即使 $U_{i+} \approx U_{i-}$, 由于内部电路的微小偏差, 也会使运放偏离线性区而进入限幅区, 导致输出 u_o 为正电源电压或负电源电压。所以说, 运放开环工作是不能作为放大器来使用的。几乎所有运放的运用都要引进深度负反馈而构成闭环来应用。

5.2 反相比例放大器与同相比例放大器

5.2.1 反相比例放大器

1. 闭环增益与电压传输特性

由运放组成的反相比例放大器电路如图 5.2.1(a) 所示, 将运放输出电压 u_o 经电阻 R_2 引向运放反相端构成深度负反馈, 因为当 u_i 升高, 就有下面过程发生, 而使反相端电压维持为零, 即 $U_-(U_{\Sigma}) = U_+ = 0$ 。运放输入端呈“虚短路”状态, 从而保证运放工作在线性放大区。



该电路的闭环电压传输特性曲线如图 5.2.1(b) 所示。

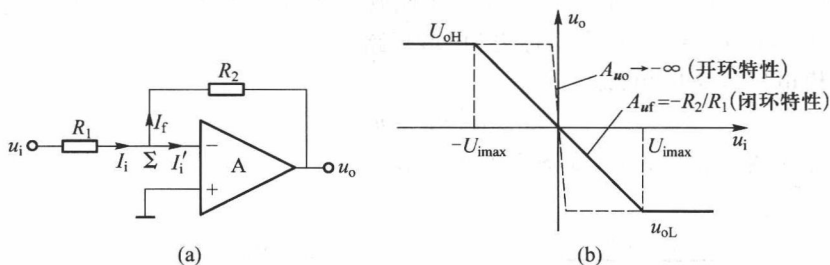


图 5.2.1 反相比例放大器电路及传输特性曲线

(a) 电路 (b) 电压传输特性曲线

由运放组成的反相比例放大器如图 5.2.1(a) 所示, 输入信号 u_i 和输出电压 u_o 各自通过电阻 R_1 和 R_2 连接到运放反相端, 实现了节点连接的并联电压负反馈。设输入电流为 \dot{I}_i , 反馈电流为 \dot{I}_f , 净输入电流为 \dot{I}'_i , 且有

$$\dot{I}'_i = \dot{I}_i - \dot{I}_f \quad (5.2.1)$$

在深度负反馈条件下, $\dot{I}'_i \rightarrow 0$, (且运放输入端不吸收电流, 即“虚断路”), 故有

$$\dot{I}_i \approx \dot{I}_f \quad (5.2.2)$$

又因为同相端接地, 则反相端 Σ 点可称为“虚地”, 即

$$\dot{U}_- = \dot{U}_+ = 0 \quad (5.2.3)$$

因为

$$\dot{I}_i = \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_-}{R_1} \approx \frac{\dot{U}_i}{R_1} \quad (5.2.4)$$

$$\dot{I}_f = \frac{\dot{U}_- - \dot{U}_o}{R_2} \approx -\frac{\dot{U}_o}{R_2} \quad (5.2.5)$$

故有

$$\begin{aligned} \dot{I}_i = \dot{I}_f &= \frac{\dot{U}_i}{R_1} = -\frac{\dot{U}_o}{R_2} \\ A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} &= -\frac{R_2}{R_1} \end{aligned} \quad (5.2.6)$$

反相比例放大器的闭环增益为“负”, 说明输出电压 u_o 与输入电压 u_i 相位相反, 开环增益绝对值等于电阻 R_2 与 R_1 的比值, 故可大于 1 ($R_2 > R_1$)、小于 1 ($R_2 < R_1$) 或等于 1 ($R_2 = R_1$)。

该电路的闭环电压传输特性曲线如图 5.2.1(b) 所示, 可见线性放大范围展宽了。

2. 闭环输入电阻 R_{if}

如图 5.2.2(a) 所示, 闭环输入电阻

$$R_{if} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \quad (5.2.7)$$

其中,输入电流 $\dot{I}_i = \dot{I}_f + \dot{I}_i' \approx \dot{I}_f$ [净输入电流 $\dot{I}_i' \approx 0, R_i = \infty$ (理想运放)], 反馈电流 \dot{I}_f 为

$$\dot{I}_f = \frac{\dot{U}_{id} - \dot{U}_o}{R_2} = -\frac{1 - \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{id}}}{R_2} \dot{U}_{id} = -\frac{\dot{U}_{id}}{R_2} = -\frac{\dot{U}_{id}}{\frac{R_2}{1 - A_u}} = -\frac{\dot{U}_{id}}{1 + |A_u|} \quad (5.2.8)$$

$$Z_1 = \frac{\dot{U}_{id}}{\dot{I}_f} = \frac{R_2}{1 + |A_u|} \approx 0 \quad (5.2.9)$$

式中, A_u 为运放开环增益 ($A_u = \dot{U}_o / \dot{U}_{id}$)。由于是反相端输入, 故 $A_u = -|A_u|$ 。将 R_2 的影响等效到运放输入端的等效阻抗 Z_1 , 如式 (5.2.9) 所示。因为运放开环放大倍数 $|A_u| \rightarrow \infty$, 所以 $Z_1 = 0$ 。如图 5.2.2(b) 所示, 电路总的闭环输入阻抗 R_{if} 为

$$R_{if} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_1 + Z_1 // R_i \approx R_1 \quad (5.2.10)$$

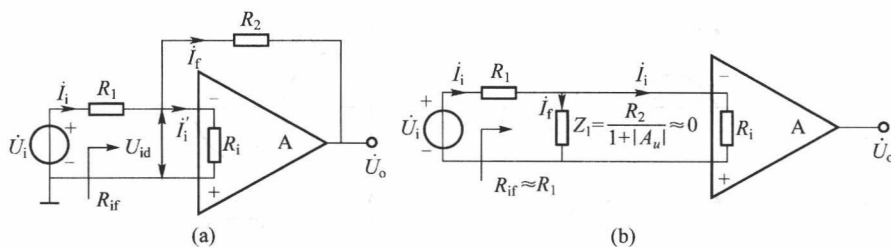


图 5.2.2 反相比例放大器的闭环输入电阻

(a) 电路 (b) 等效电路

【例 5.2.1】 设计一个放大器电路, 要求输入电阻大于等于 $50 \text{ k}\Omega$, $u_o = -6u_i$ 。

解: 根据设计要求, 选用反相比例放大器电路, 信号从反相端输入, R_2 与 R_1 的比例为 6 倍。选 $R_1 = R_{if} = 50 \text{ k}\Omega$, 则 $R_2 = 6 \times R_1 = 300 \text{ k}\Omega$, 设计结果的电路如图 5.2.3 所示。

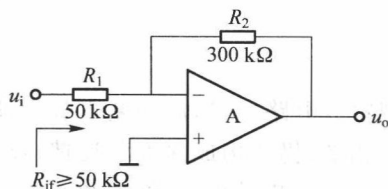


图 5.2.3 增益为 -6、输入电阻为 $50 \text{ k}\Omega$ 的反相比例放大器

【例 5.2.2】 有一运放组成的反相比例放大器, 如图 5.2.4(a) 所示, 电源电压 $U_{CC} = |U_{EE}| =$

12 V, 求输入信号分别为 $u_{i1} = 1 \sin \omega t$ (V) 和 $u_{i2} = 2 \sin \omega t$ (V) 时的输出波形图。

解: 由图可知, 该放大器的闭环电压增益为

$$A_{uf} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{16 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} = -8$$

其传输特性曲线如图 5.2.4(b) 所示。

(1) 当 $u_{i1} = 1 \sin \omega t$ (V) 时, 其输出电压

$$u_o = -8 \times 1 \sin \omega t \text{ (V)} = -8 \sin \omega t \text{ (V)}$$

其输出波形如图 5.2.4(c) 所示。

(2) 当 $u_{i2} = 2 \sin \omega t$ (V) 时, 若仍能线性放大, 则 $u_{o2} = -8 \times 2 \sin \omega t \text{ (V)} = -16 \sin \omega t \text{ (V)}$, 但该输入值已超过线性动态范围而进入限幅区, 故其输出波形将产生非线性失真, 如图 5.2.4(d) 所示。

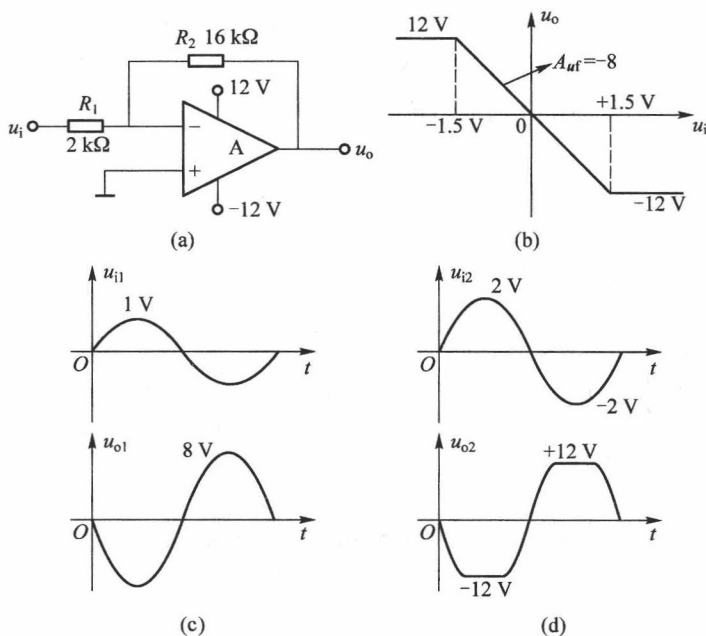


图 5.2.4 反比例放大器及其输出波形

(a) 电路 (b) 电压传输特性 (c) 对应 1 V 输入的输出信号 (d) 对应 2 V 输入的输出信号(失真波形)

5.2.2 同比例放大器

电路如图 5.2.5(a) 所示, 观察该电路, 以运放为基本放大器, 信号从运放同相端输入, 输出电压 u_o 经电阻 R_2 反馈到运放反相端, 仍然构成深度负反馈, 反馈网络串联在输入回路中, 且反馈电压正比于输出电压, 故引入了串联电压负反馈。其中: 输入电压为 u_i , 反馈电压

$$u_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o, \text{ 净输入电压 } u_{id} \text{ 为}$$

$$u_{id} = u_{i+} - u_{i-} = u_i - u_f = u_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o \quad (5.2.11)$$

若保证工作在线性范围,且为深度负反馈,同相端与反相端拟似“虚短路”, $u_{id} = 0$, $u_i = u_f$,故

$$u_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} u_i$$

闭环增益

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.2.12)$$

其闭环电压传输特性曲线如图 5.2.5(b) 所示。

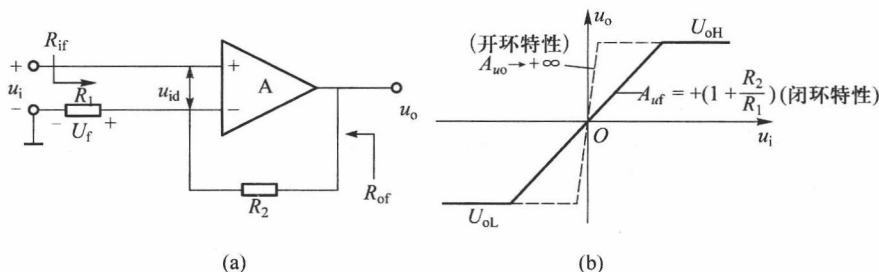


图 5.2.5 同相比例放大器电路及传输特性曲线

(a) 电路 (b) 电压传输特性曲线

【例 5.2.3】 有一个内阻 $R_s = 100 \text{ k}\Omega$ 的信号源,为一个负载 ($R_L = 1 \text{ k}\Omega$) 提供电流和电压。一种方案是将它们直接相连(如图 5.2.6(a) 所示);另一种方案是在信号源与负载之间插入一级电压跟随器(如图 5.2.6(b) 所示)。试分析两种方案负载 R_L 所得到的电压 u_L 和电流 i_L 。

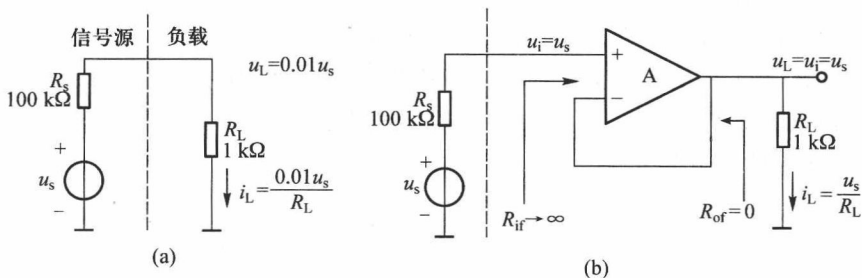


图 5.2.6 电压跟随器电路及其隔离作用

(a) 无隔离的信号源与负载 (b) 用电压跟随器将信号源与负载隔离开

解: 第一种方案,见图 5.2.6(a)

$$u_L = \frac{u_s}{R_s + R_L} R_L = \frac{1 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} u_s \approx 0.01 u_s$$

$$i_L = \frac{u_L}{R_L} = \frac{u_s}{100 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = \frac{u_s}{101 \text{ k}\Omega}$$

第二种方案,见图 5.2.6(b)

$$u_L \xrightarrow{A_{uf}=1} u_i = \frac{R_{if}}{R_s + R_{if}} u_s \xrightarrow{R_{if} \rightarrow \infty} u_s$$

$$i_L = \frac{u_L}{R_L} = \frac{u_s}{1 \text{ k}\Omega}$$

可见,直接连接时,信号被衰减了许多,而加跟随器隔离后,信号能不衰减地传输到负载,体现了电压跟随器的隔离(缓冲)作用。

5.2.3 两种放大器比较

反相比例放大器的特点如下:

(1) 信号从反相端输入,输出信号与输入信号反相。

(2) $U_- = U_+ = 0$, 因为同相端电压为零(接地),所以反相端呈现“虚地”特性。共模输入为零。

(3) 闭环放大倍数 $A_{uf} = -\frac{R_2}{R_1}$ 。

(4) 闭环输入电阻较小, $R_{if} \approx R_1$, R_2 等效到运放输入端的等效电阻 $Z_1 = \frac{R_2}{1 + |A_u|} \approx 0$ 。

(5) 闭环输出电阻 $R_{of} \rightarrow 0$ 。

同相比例放大器的特点如下:

(1) 信号从同相端输入,输出信号与输入信号同相。共模输入不为零。

(2) $U_+ = U_- \neq 0$, 反相端与同相端电压相等,呈现“虚短路”特性。

(3) 闭环放大倍数大于等于 1。

例如: $R_2 = R_1$, $A_{uf} = 2$; $R_2 = 6R_1$, $A_{uf} = 7$; $R_2 = 0$ (短路), $R_1 = \infty$ (开路), $A_{uf} = 1$ 。因为 $A_{uf} = 1$, 故 $u_o = u_i$, 输出信号完全与输入信号相同,所以人们称其为“电压跟随器”,如图 5.2.7 所示。

(4) 闭环输入阻抗 R_{if} 进一步增大,更加趋向于理想化 ($R_{if} \rightarrow \infty$),如图 5.2.8 所示,运放开环输入电阻为 R_i , 闭环输入电阻 R_{if} 为

$$R_{if} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i}$$

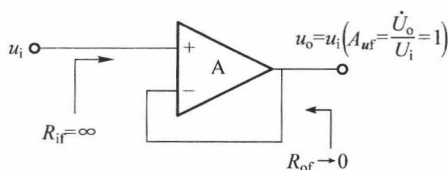


图 5.2.7 电压跟随器

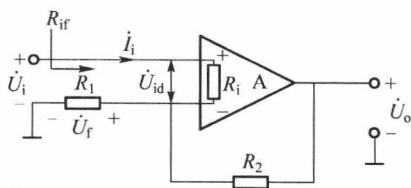


图 5.2.8 同相比例放大器的输入阻抗 R_{if}

其中, $\dot{I}_i = \frac{\dot{U}_{id}}{R_i} = \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_f}{R_i}$, 深度负反馈条件下, $\dot{U}_{id} \rightarrow 0$ ($U_+ = U_-$ 虚短路), 故 $I_i \approx 0$, $R_{if} \rightarrow \infty$ 。所以同相比例放大器的输入电阻是很大的。

(5) 闭环输出电阻。

因为引进了电压负反馈, 输出电压 u_o 更加稳定, 受负载变化的影响越小, 说明闭环输出电阻 R_{of} 进一步减小, 更加趋向于理想化 ($R_{of} \rightarrow 0$)。

【例 5.2.4】 电路如图 5.2.9 所示, 试问:

(1) 运放 A_1 、 A_2 的功能各是什么?

(2) 求输出电压 \dot{U}_o 与输入电压 \dot{U}_i 的关系式, 即总增益 $A_{uf} = \dot{U}_o / \dot{U}_i$ 的表达式。

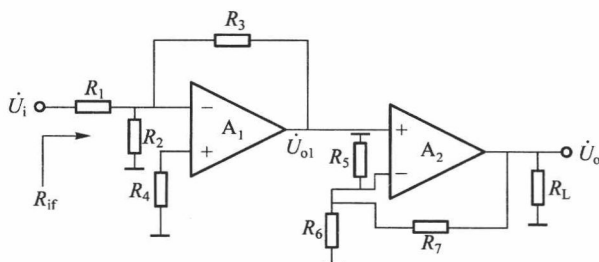


图 5.2.9 运算放大器

解: (1) 运放 A_1 接成反比例放大器, A_2 接成同比例放大器, 总的电路为两级级联。

(2) 总增益

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \times \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = A_{uf1} \times A_{uf2}$$

对于第一级, 由于理想运放 $R_i \rightarrow \infty$, 故理论上 R_4 无电流流过, 所以 R_4 的接入对计算无影响。另外, R_2 接在“虚地”与“地”之间, $U_- = U_+ = 0$, 故 R_2 也无电流流过。又由于运放输出电阻为零, 后级对前级无影响, 因此该电路可等效为图 5.2.10(a) 所示的电路。

由图 5.2.10(a) 可见

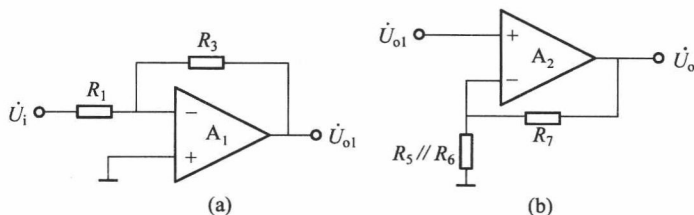


图 5.2.10 两级电路的分解电路

(a) 第一级简化电路 (b) 第二级简化电路

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (5.2.13)$$

再看 A_2 , 信号从同相端输入, 反馈到反相端, 由于反相端与同相端虚短路, $U_- = U_+ = \dot{U}_{o1}$, 因此, R_5 、 R_6 均起作用。又因为理想运放输出电阻为零, R_L 接入对计算无影响, 因此, 第二级可简化为图 5.2.10(b) 所示的计算电路。故

$$A_{u\Omega} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = 1 + \frac{R_7}{R_5 // R_6} \quad (5.2.14)$$

总增益

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = A_{uf1} \times A_{u\Omega} = \left(-\frac{R_3}{R_1} \right) \left(1 + \frac{R_7}{R_5 // R_6} \right) \quad (5.2.15)$$

5.3 加法器

5.3.1 反相加法器

使用反相比例放大器可构成反相加法器, 如图 5.3.1 所示。因为运放开环增益很大, 且引入并联电压负反馈, Σ 点为“虚地”点, 所以

$$i_1 = \frac{u_{i1} - u_{\Sigma}}{R_1} \approx \frac{u_{i1}}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{u_{i2} - u_{\Sigma}}{R_2} \approx \frac{u_{i2}}{R_2}$$

$$i_3 = \frac{u_{i3} - u_{\Sigma}}{R_3} \approx \frac{u_{i3}}{R_3}$$

又因为理想运算放大器, $i'_1 = i_- = 0$, 即运放输入端不索取电流, 所以反馈电流 i_f 为

$$i_f = i_1 + i_2 + i_3$$

$$u_o = -i_f R_f = -\frac{R_f}{R_1} u_{i1} - \frac{R_f}{R_2} u_{i2} - \frac{R_f}{R_3} u_{i3} \quad (5.3.1)$$

若 $R_1 = R_2 = R_3 = R$, 则

$$u_o = -\frac{R_f}{R} (u_{i1} + u_{i2} + u_{i3}) \quad (5.3.2)$$

可见, 实现了信号相加的功能。这种加法器的优点是利用了运放的“虚地”特性, 使各信号源之间互不影响。

【例 5.3.1】 试设计一个加法器, 完成 $u_o = -(2u_{i1} + 3u_{i2})$ 的运算, 并要求对 u_{i1} 、 u_{i2} 的输入电阻均大于等于 $100 \text{ k}\Omega$ 。

解: 为满足输入电阻均大于等于 $100 \text{ k}\Omega$, 选 $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, 针对

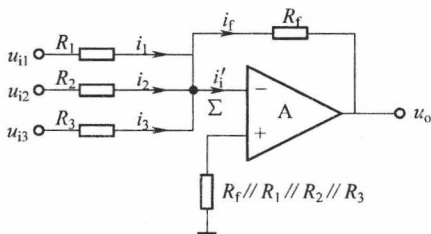


图 5.3.1 反相加法器

$$\frac{R_f}{R_2} = 3, \frac{R_f}{R_1} = 2$$

所以选 $R_f = 300 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$ 。

实际电路中,为了消除输入偏流产生的误差,在同相输入端和地之间接入一直流平衡电阻 R_p ,并令 $R_p = R_1 // R_2 // R_f = 50 \text{ k}\Omega$,如图 5.3.2 所示。

5.3.2 同相加法器

所谓同相加法器,是指其输出电压与多个输入电压之和成正比,且输出电压与输入电压同相。同相加法器电路如图 5.3.3 所示。根据同相比比例放大器原理,运放同相端与反相端可视为“虚短路”,即

$$U_+ = U_-$$

其中, U_+ 等于各输入电压在同相端的叠加, U_- 等于 u_o 在反相端的反馈电压 U_f 。

$$U_+ = \frac{R_3 // R_2}{R_1 + R_3 // R_2} u_{i1} + \frac{R_3 // R_1}{R_2 + R_3 // R_1} u_{i2}$$

$$U_- = \frac{R}{R + R_f} u_o = U_f$$

所以

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R} \right) U_+ \quad (5.3.3a)$$

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R} \right) \left(\frac{R_3 // R_2}{R_1 + R_3 // R_2} u_{i1} + \frac{R_3 // R_1}{R_2 + R_3 // R_1} u_{i2} \right) \quad (5.3.3b)$$

若 $R_1 = R_2$, 则

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R} \right) \left(\frac{R_3 // R_1}{R_2 + R_3 // R_1} (u_{i1} + u_{i2}) \right) \quad (5.3.4)$$

同相加法器 U_+ 端的叠加值与各信号源的串联电阻(可理解为信号源内阻)有关,各信号源互不独立。这是同相加法器的特点,也是人们不希望的缺点。

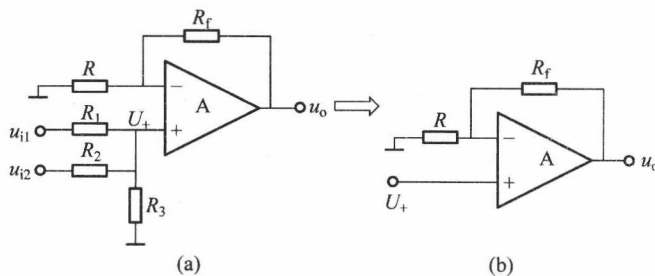


图 5.3.3 同相加法器电路

反相加法器的优点是利用了运放的“虚地”特性,使各信号源之间互不影响,而同相加法器各信号源互不独立。

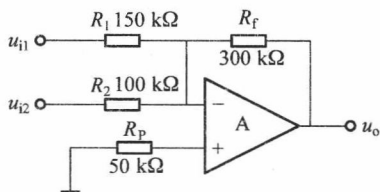


图 5.3.2 满足例 5.3.1 要求的反相加法器电路

5.4 基本减法器及仪用放大器

5.4.1 基本减法器电路

减法器(差分放大器)的输出电压与两个输入信号之差成正比。这在许多场合得到了应用。要实现相减,必须将信号分别送入运算放大器的同相端和反相端,如图 5.4.1 所示。我们应用叠加原理来计算。首先令 $u_{i2}=0$,则电路相当于同相比比例放大器,得

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) U_+ = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) u_{i1} \quad (5.4.1)$$

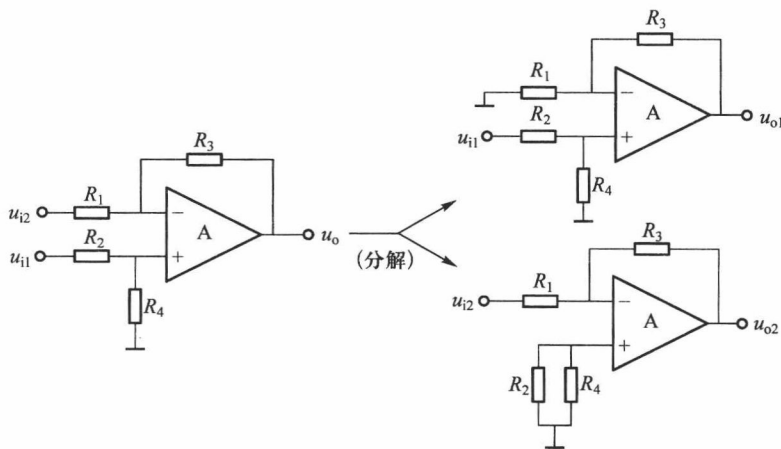


图 5.4.1 减法器电路

又令 $u_{i1}=0$,则电路相当于反相比比例放大器,得

$$u_{o2} = -\frac{R_3}{R_2} u_{i2} \quad (5.4.2)$$

总的输出电压 u_o 为

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) u_{i1} - \frac{R_3}{R_1} u_{i2}$$

如果满足

$$R_1 = R_2, R_3 = R_4 \quad (5.4.3)$$

则

$$u_o = \frac{R_3}{R_1} (u_{i1} - u_{i2}) \quad (5.4.4)$$

实现了相减运算。

例如, $R_1 = R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 45 \text{ k}\Omega$, 则 $u_o = 9(u_{i1} - u_{i2}) = -9(u_{i2} - u_{i1})$ 。

【例 5.4.1】 利用相减电路可构成“称重放大器”。图 5.4.2 给出了称重放大器的示意图。图中压力传感器是由应变片构成的惠斯顿电桥,当压力(重量)为零时, $R_x = R$,电桥处于平衡状

态, $u_A = u_B$, 减法器输出为零。而当有重量时, 压敏电阻 R_x 随着压力变化而变化, 从此电桥失去平衡, $u_A \neq u_B$, 减法器输出电压与重量有一定的关系式。试问, 输出电压 u_o 与重量(体现在 R_x 变化上)有何关系。

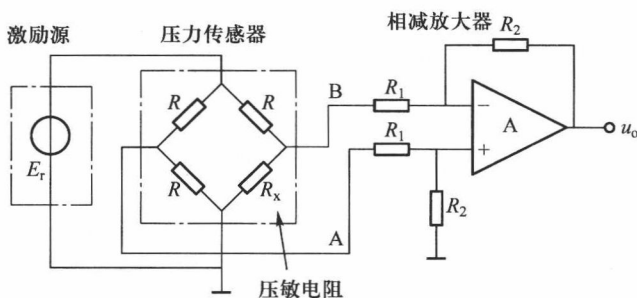


图 5.4.2 称重放大器

解：利用戴维宁定理简化图 5.4.2 电路, 如图 5.4.3 所示。图中, $u_A = \frac{E_r}{2}$, $u_B = \frac{R_x}{R+R_x} E_r$, $R' =$

$\frac{R}{2}$, $R'_x = R // R_x$, 那么

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1+R'_x} u_B + \frac{R_2}{R_2+R_1+R'} \left(1 + \frac{R_2}{R_1+R'_x}\right) u_A$$

若保证 $R_1 \gg R'$, $R_1 \gg R'_x$, 则

$$u_o = \frac{R_2}{R_1} (u_A - u_B) = \frac{R_2}{R_1} E_r \left(\frac{1}{2} - \frac{R_x}{R+R_x} \right) = \frac{R_2}{2R_1} \left(\frac{R-R_x}{R+R_x} \right) E_r$$

(5.4.5)

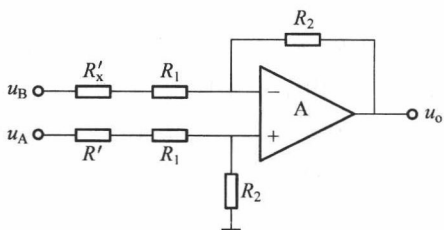


图 5.4.3 称重放大器的简化图

重量(压力)变化, R_x 随之变化, 则 u_o 也随之变化, 所以通过测量 u_o 就可以换算出重量或压力。

基本相减器电路简单, 除实现信号相减功能外, 还可抑制共模干扰, 但增益调节困难, 输入阻抗偏小, 为此又发明了精密相减器电路——仪用放大器(或称测量放大器或数据放大器)。

5.4.2 精密相减器电路——仪用放大器

仪用放大器是一种精密相减器电路, 其电路如图 5.4.4 所示。该电路由三个运放($A_1 \sim A_3$)组成, 其中 A_1 、 A_2 构成同相比值放大器, 输入电阻大, 且电路完全对称, 共模抑制比高, A_3 构成基本相减器电路。

图中, 输出电压 u_o 为

$$u_o = \frac{R_3}{R_2} (u_{o1} - u_{o2})$$

$$u_{o1} - u_{o2} = 2u_{R1} + u_{RG}$$

利用“虚短”和“虚断”概念, 有

$$u_{RG} = u_{i1} - u_{i2}, I_{RG} = \frac{u_{i1} - u_{i2}}{R_G} = I_{R1}$$

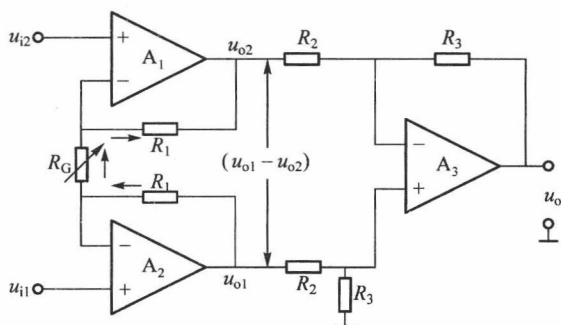


图 5.4.4 仪用放大器(或称测量放大器或数据放大器)

所以

$$u_{o1} - u_{o2} = 2 \times R_1 \times I_{R1} + u_{RG} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) (u_{i1} - u_{i2})$$

故总放大倍数为

$$A_u = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) \quad (5.4.6)$$

一般 R_1 、 R_2 、 R_3 用固定电阻, R_G 为可调电位器, 通过调节 R_G 即可调节增益, 十分方便。仪用放大器广泛用于工业现场、生物信号及其他仪器仪表的数据采集、信号放大中。图 5.4.5 给出一个增益分别为 1000、100、10、1 的仪用放大器电路。对应的 R_G 分别为 2002 Ω 、2.02 k Ω 、22.22 k Ω 以及 $R_G = \infty$ (开路)。目前已有许多单片集成仪用放大器产品。

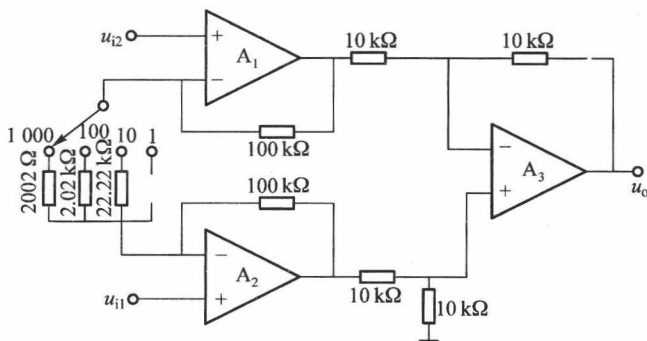


图 5.4.5 增益可调的精密相减器——仪用放大器

5.5 积分器和微分器

5.5.1 积分器

所谓积分器,其功能是完成积分运算,即输出电压与输入电压的积分成正比。图 5.5.1 所示的电路就是一个理想反相积分器。

根据反比例放大器的运算关系,该电路的输出电压的频率表达式为

$$u_o(j\omega) = -\frac{1/j\omega C}{R} u_i(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC} u_i(j\omega)$$

积分器的传递函数为

$$A_u(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = -\frac{1}{j\omega RC} \quad (5.5.1)$$

或复频域的传递函数为

$$A(s) = -\frac{1}{sRC} \quad (5.5.2)$$

传递函数的模

$$|A_u(j\omega)| = \frac{1}{\omega RC} \quad (5.5.3a)$$

附加相移

$$\Delta\varphi(j\omega) = -90^\circ \quad (5.5.3b)$$

利用对数坐标,表示积分器的频率特性如下

$$20\lg |A_u(j\omega)| = 20\lg \frac{1}{\omega RC} = -20\lg \omega RC \text{ (dB)} \quad (5.5.3c)$$

画出积分器的对数频率特性,如图 5.5.2 所示。

在时域,设电容电压的初始值为零,即 $u_c(0) = 0$,则输出电压 $u_o(t)$ 为

$$u_o(t) = -u_c(t) = -\frac{\int i_c(t) dt}{C}$$

式中,电容 C 的充电电流 $i_c = \frac{u_i(t)}{R}$ 。所以

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int u_i(t) dt \quad (5.5.4)$$

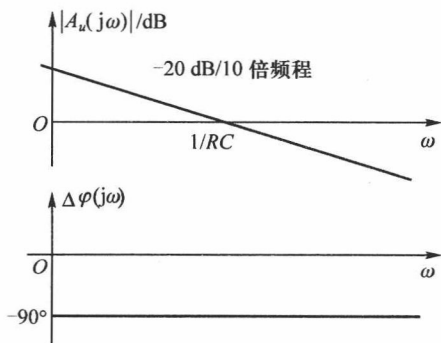


图 5.5.2 理想积分器的频率特性

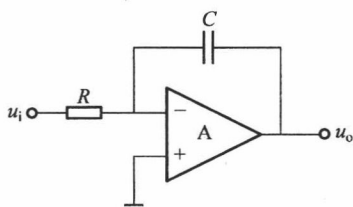


图 5.5.1 积分器电路

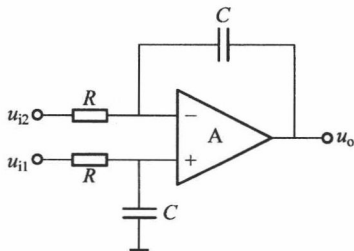


图 5.5.3 差分积分器

如果将减法器的两个电阻 R_3 和 R_4 换成两个相等电容 C ,而令 $R_1 = R_2 = R$,则构成了差分积

分器。这是一个十分有用的电路,如图 5.5.3 所示。其输出电压 $u_o(t)$ 为

$$u_o(t) = \frac{1}{RC} \int (u_{i1} - u_{i2}) dt \quad (5.5.5)$$

【例 5.5.1】 电路如图 5.5.4 所示, $R=100\text{ k}\Omega$, $C=10\text{ }\mu\text{F}$ 。当 $t=0\sim t_1(1\text{ s})$ 时,开关 S 接 a 点;当 $t=t_1(1\text{ s})\sim t_2(3\text{ s})$ 时,开关 S 接 b 点;而当 $t>t_2(3\text{ s})$ 时,开关 S 接 c 点。已知运算放大器电源电压 $U_{CC}=|-U_{EE}|=15\text{ V}$,初始电压 $u_c(0)=0$,试画出输出电压 $u_o(t)$ 的波形图。

解: (1) 因为初始电压为零,在 $t=0\sim 1\text{ s}$ 间,开关 S 接地,所以 $u_o=0$ 。

(2) 在 $t=1\sim 3\text{ s}$ 间,开关 S 接 b 点,电容 C 充电,充电电流 $i_c = \frac{E_1}{R} = \frac{2\text{ V}}{100\text{ k}\Omega} = 0.02\text{ mA}$,输出电压从零开始线性下降。当 $t=3\text{ s}$ 时,

$$\begin{aligned} u_o(t) &= -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} E_1 dt = -\frac{E_1}{RC} (t_2 - t_1) \\ &= -\frac{2\text{ V}}{10^5\text{ }\Omega \times 10 \times 10^{-6}\text{ F}} \cdot 2\text{ s} = -4\text{ V} \end{aligned}$$

(3) 在 $t>3\text{ s}$ 后,开关 S 接 c 点,电容 C 放电后被反充电, u_o 从 -4 V 开始线性上升,一直升至电源电压 U_{CC} 就不再上升了。那么升到电源电压 ($+15\text{ V}$) 所对应的时间 t_x 是多少?

$$\begin{aligned} u_o(t_x) &= +15\text{ V} = -\frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_x} E_2 dt + U_o(t_2) \\ &= -\frac{-3\text{ V}}{10^5 \times 10 \times 10^{-6}} (t_x - t_2) - 4\text{ V} \end{aligned}$$

得

$$t_x = \frac{28}{3}\text{ s} \approx 9.33\text{ s}$$

所以, $u_o(t)$ 的波形如图 5.5.5 所示。

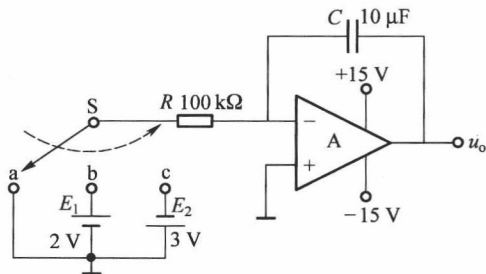


图 5.5.4 例 5.5.1 电路图

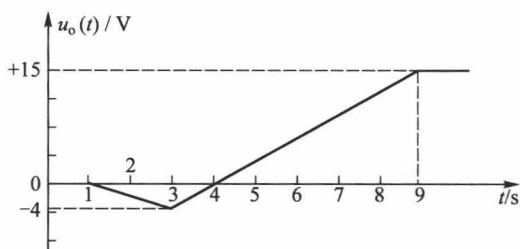


图 5.5.5 例 5.5.1 电路的输出波形 $u_o(t)$

5.5.2 微分器

将积分器的积分电容和电阻的位置互换,就成了微分器,如图 5.5.6 所示。微分器的传递函数为

$$A(j\omega) = -j\omega RC \quad (\text{频域表达式}) \quad (5.5.6)$$

或

$$A(s) = -sRC \quad (S \text{ 域表达式}) \quad (5.5.7)$$

其频率响应如图 5.5.7 所示。

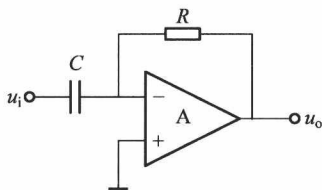


图 5.5.6 微分器

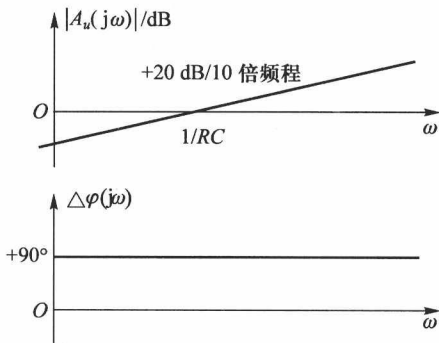


图 5.5.7 理想微分器的频率响应

输出电压 $u_o(t)$ 和输入电压 $u_i(t)$ 的时域关系式为

$$u_o(t) = -i_f R$$

式中

$$i_f = C \frac{du_c(t)}{dt} = C \frac{du_i(t)}{dt}$$

所以

$$u_o(t) = -RC \frac{du_i(t)}{dt} \quad (5.5.8)$$

可见,输出电压和输入电压的微分成正比。

微分器的高频增益大。如果输入含有高频噪声,则输出噪声也将很大;如果输入信号中有大的跳变,会导致运放饱和,而且微分电路工作稳定性也不好。所以微分器很少有直接应用的。在需要微分运算之处,尽量设法用积分器代替。例如,解如下微分方程

$$\frac{d^2 u_o(t)}{dt} + 10 \frac{du_o(t)}{dt} + 2u_o(t) = u_i(t) \quad (5.5.9a)$$

经移项、积分,有

$$\begin{aligned} \frac{du_o(t)}{dt} &= \int \left[u_i(t) - 10 \frac{du_o(t)}{dt} - 2u_o(t) \right] dt \\ u_o(t) &= \iint u_i(t) dt - 2 \iint u_o(t) dt - 10 \int u_o(t) dt \end{aligned} \quad (5.5.9b)$$

可见,利用积分器和加法器可以求解微分方程。

5.6 电压-电流($U-I$)变换器和电流-电压($I-U$)变换器

5.6.1 $U-I$ 变换器

在某些控制系统中,负载要求电流源驱动,而实际的信号又可能是电压源。这在工程上就提

出了如何将电压源信号变换成电流源的要求,而且不论负载如何变化,电流源电流只取决于输入电压源信号,而与负载无关。又如,在信号的远距离传输中,由于电流信号不易受干扰,因此也需要将电压信号变换为电流信号来传输,图 5.6.1 给出了一个 U/I 变换的例子,图中负载为“接地”负载。

由图可见

$$U_+ = \left(\frac{u_o - U_-}{R_3} - I_L \right) R_2$$

$$U_- = \frac{R_4}{R_1 + R_4} u_i + \frac{R_1}{R_1 + R_4} u_o$$

由 $U_+ = U_-$, 且设 $R_1 R_3 = R_2 R_4$, 则变换关系可简化为

$$I_L = -\frac{u_i}{R_2} \quad (5.6.1)$$

可见,负载电流 I_L 与 u_i 成正比,且与负载 Z_L 无关。

5.6.2 $I-U$ 变换器

有许多传感器产生的信号为微弱的电流信号,将该电流信号转换为电压信号可利用运放的“虚地”特性。图 5.6.2 所示就是光电二极管或光电三极管产生的微弱光电流转换为电压信号的电路。显然,对运算放大器的要求是输入电阻要趋向无穷大,输入偏流 I_B 要趋于零。这样,光电流将全部流向反馈电阻 R_f , 输出电压 $u_o = -R_f \cdot i_i$ 。这里 i_i 就是光敏器件产生的光电流。例如,运算放大器 CA3140 的偏流 $I_B = 10^{-2} \text{ nA}$, 故其就比较适合作光电流放大器。

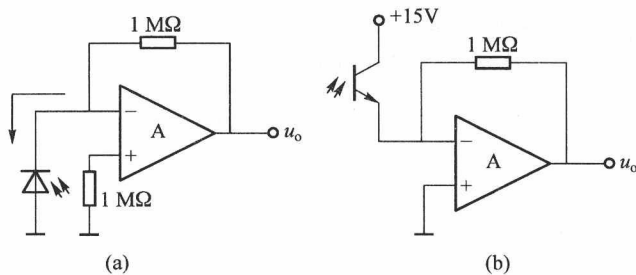


图 5.6.2 将光电流变换为电压输出的电路

【例 5.6.1】 精密直流电压测量电路如图 5.6.3 所示,一般要求电压测量仪表的输入电阻要尽量大,否则测量精度会受影响。利用同相输入且施加负反馈的运算放大器电路输入电阻大的特点,有助于提高测量精度。由图可见,流过 R_1 的电流 I_1 等于流过表头的电流 I_M , 若电阻 $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, 表头最大量程电流 $I_{Mm} = 100 \text{ }\mu\text{A}$, 则被测电压 u_i 的最大值为 10 V , 即

$$u_{im} = U_+ = U_- = U_{R1} = R_1 \times I_{Mm} = 100 \text{ k}\Omega \times 100 \text{ }\mu\text{A} = 10 \text{ V}$$

【例 5.6.2】 运放电路如图 5.6.4 所示,求 u_o 与 u_i 的关系式。

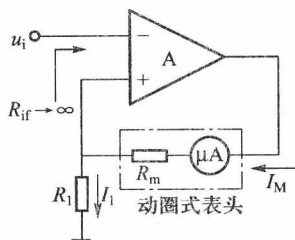
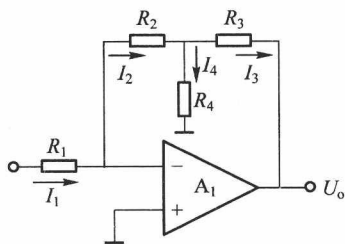


图 5.6.3 精密直流电压测量电路

图 5.6.4 用 T 型网络代替反馈电阻 R_f 的电路

解：方法一 利用“虚地”、“虚断路”概念，得 $I_1 = I_2$ ，即

$$\frac{u_i - 0}{R_1} = \frac{0 - u_M}{R_2}$$

故

$$U_M = -\frac{R_2}{R_1} u_i$$

又 $I_2 = I_4 + I_3$ ，即

$$\begin{aligned} \frac{0 - u_M}{R_2} &= \frac{u_M}{R_4} + \frac{u_M - u_o}{R_3} \\ u_o &= R_3 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) u_M = -\frac{R_3 R_2}{R_1} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) u_i \end{aligned}$$

所以

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2 + R_3 + (R_2 R_3 / R_4)}{R_1} \quad (5.6.2)$$

这种电路的好处是，当要求增益和输入电阻都比较高时，各电阻取值不至于太大。例如，要求 $A_{uf} = -100$ ， $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ ，采用简单的反比例放大器，则反馈电阻 $R_f = 5 \text{ M}\Omega$ ，但用 T 型网络电路，若取 $R_2 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ ，则 $R_4 = 2.08 \text{ k}\Omega$ 。

方法二 利用戴维宁定理将图 5.6.4 所示电路简化为图 5.6.5 所示电路，则得到

$$u'_o = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_o = -\frac{(R_2 + R_3 // R_4)}{R_1} u_i$$

化简之

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2 + R_3 + (R_2 R_3 / R_4)}{R_1} \quad [\text{结果与式(5.6.2)相同}]$$

【例 5.6.3】 将典型的反比例放大器的 R_1 、 R_2 推广到一般的阻抗 Z_1 、 Z_2 ，如图 5.6.6(a) 所示，则会演变出许多新的电路。如图 5.6.6(b) 所示，就是一个比例-积分-微分电路，用于自动控制系统中的 PID 调节校正电路。

由图 5.6.6(b) 可知

$$Z_1 = R_1 // \frac{1}{j\omega C_1}, Z_2 = R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}$$

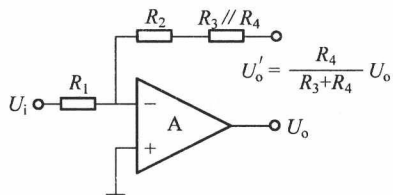


图 5.6.5 电路简化电路

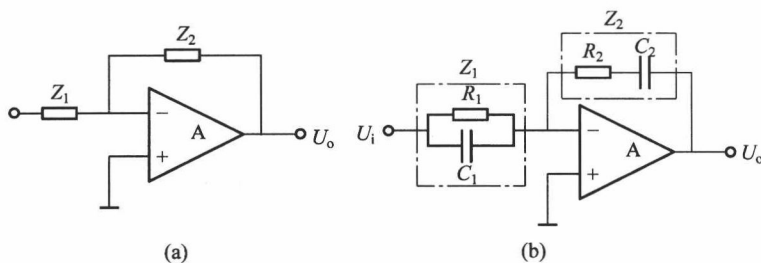


图 5.6.6 反比例放大器的推广电路

(a) 推广电路 (b) 比例-积分-微分电路

$$\begin{aligned}
 A_{uf}(j\omega) &= \frac{u_o(j\omega)}{u_i(j\omega)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{-\left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right)}{\frac{R_1/j\omega C_1}{R_1 + (1/j\omega C_1)}} \\
 &= -\frac{(1+j\omega R_1 C_1)(1+j\omega R_2 C_2)}{j\omega R_1 C_2} \quad (5.6.3)
 \end{aligned}$$

【例 5.6.4】 运放电路如图 5.6.7 所示, 试计算 u_{o1} 、 u_{o2} 以及各支路电流值。

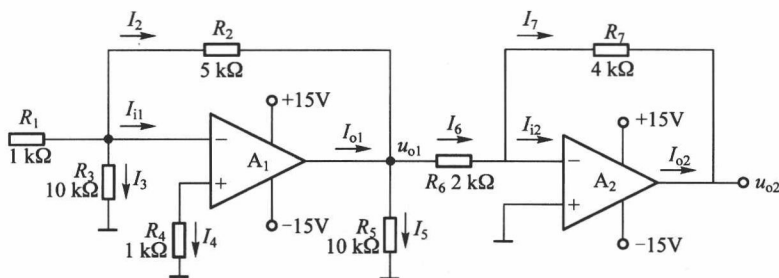


图 5.6.7 例 5.6.4 用图

解: 输出电压分别为

$$u_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} u_i = -5 \times (-1 \text{ V}) = 5 \text{ V}$$

$$u_{o2} = -\frac{R_7}{R_6} u_{o1} = -2 \times 5 \text{ V} = -10 \text{ V}$$

各支路电流分别为

$$I_1 = \frac{u_i}{R_1} = -\frac{1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = -1 \text{ mA}; I_2 = I_1; I_3 = 0; I_{i1} = 0; I_4 = 0$$

$$I_5 = \frac{u_{o1}}{R_5} = \frac{5 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 0.5 \text{ mA}; I_6 = \frac{u_{o1}}{R_6} = \frac{5 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 2.5 \text{ mA}$$

$$I_{o1} = I_5 + I_6 - I_2 = 0.5 \text{ mA} + 2.5 \text{ mA} + 1 \text{ mA} = 4 \text{ mA}$$

$$I_7 = I_6 = 2.5 \text{ mA}; I_{o2} = -I_7 = -2.5 \text{ mA}; I_{i2} = 0$$

【例 5.6.5】 电路如图 5.6.8 所示,求输出与输入的关系式。

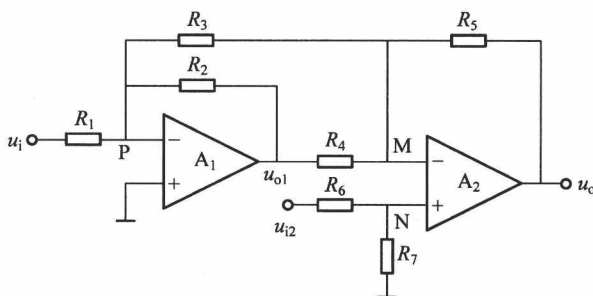


图 5.6.8 两级电路

解: 该电路有两个输入信号 u_{i1} (反相端输入) 和 u_{i2} (同相端输入), 仍然采取电路分解和信号叠加的方法求解。请注意对 R_3 的处理。

对 A_1 和 A_2 分别分解为图 5.6.9(a)、(b) 所示, A_1 同相端接地, 其反相端为“虚地”, A_2 同相端有信号输入, 所以只能用“虚短路” ($u_M = u_N$) 概念。

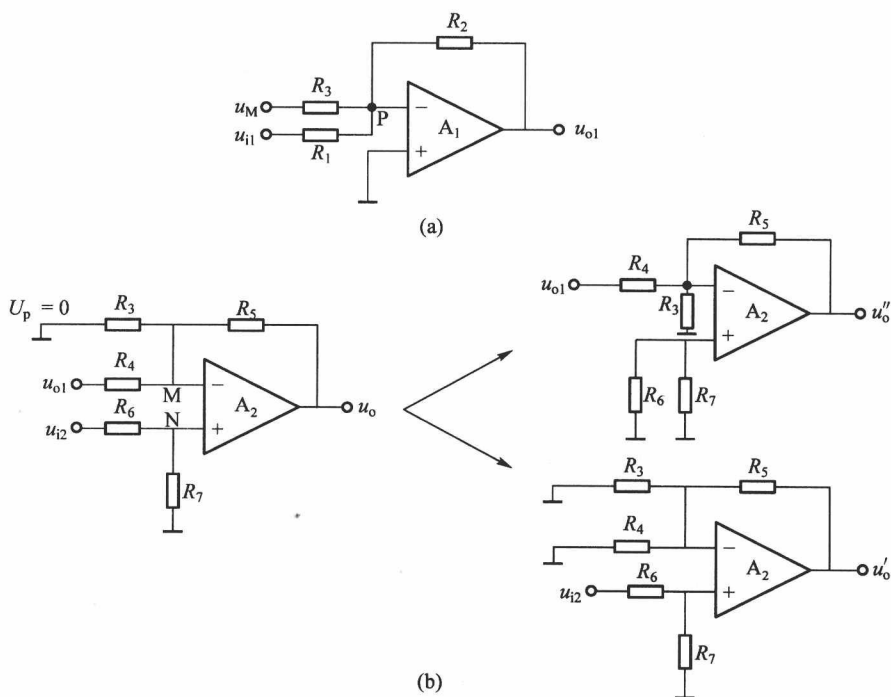


图 5.6.9 两级电路的分解电路

(a) 第一级电路分析 (b) 第二级电路分析

由图 5.6.9(a) 可知

$$u_{o1} = -\frac{R_2}{R_1}u_{i1} - \frac{R_2}{R_3}u_M = -\frac{R_2}{R_1}u_{i1} - \frac{R_2}{R_3}u_N = \frac{R_2}{R_1}u_{i1} - \frac{R_2}{R_3} \frac{R_7}{R_6+R_7}u_{i2}$$

由图 5.6.9(b) 可知

$$u_{o2} = u_o'' + u_o' = -\frac{R_5}{R_4}u_{o1} + \frac{R_7}{R_6+R_7}u_{i2} \left(1 + \frac{R_5}{R_3 // R_4} \right)$$

5.7 对数、反对数放大器及乘除器

在实际应用中,有时需要进行对数运算或反对数(指数)运算。例如,在某些系统中,输入信号范围很宽,容易造成限幅状态,通过对数放大器,使输出信号与输入信号的对数成正比,从而将信号加以压缩。又例如,要实现两信号的相乘或相除等,都需要使用对数和反对数运算电路。

5.7.1 对数运算器

最简单的对数运算器是将反相比值放大器的反馈电阻 R_f 换成一个二极管或者三极管,如图 5.7.1 所示。

由图可见

$$u_o = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{i_C}{I_S}$$

式中, T 的集电极电流 $i_C = i_1 = \frac{u_i}{R}$ 。故

$$u_o = -U_T \ln \frac{u_i}{I_S R} \quad (5.7.2)$$

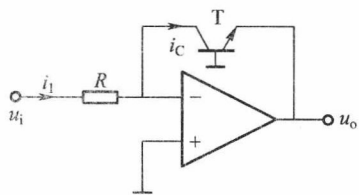


图 5.7.1 对数放大器

式中: I_S 是三极管的反向饱和电流; $U_T = \frac{kT}{q}$, 是热电压, 常温下 $U_T = 26 \text{ mV}$ 。式(5.7.2)表明, 输出电压和输入电压成对数关系。

该电路存在两个问题: 一是 u_i 必须为正; 二是 I_S 和 U_T 都是温度的函数, 其运算结果受温度的影响很大, 如何改善对数放大器的温度稳定性是一个重要的问题。一般改善的办法是: 用对管消除 I_S 的影响; 用热敏电阻补偿 U_T 的温度影响。图 5.7.2 改善温度稳定性的实际电路。

图 5.7.2 中, T_1 和 T_2 是一对性能参数匹配的晶体管, 用以抵消反向饱和电流的影响, R_T 是热敏电阻, 用以补偿 U_T 引起的温度漂移。由图 5.7.2 可见

$$u_A = u_{BE2} - u_{BE1} = U_T \ln \frac{i_{C2}}{I_{S2}} - U_T \ln \frac{i_{C1}}{I_{S1}} = U_T \ln \frac{i_{C2}}{i_{C1}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \quad (5.7.3)$$

因为 T_1 、 T_2 有匹配对称的特性, 所以 $I_{S1} = I_{S2}$, 则

$$u_A = U_T \ln \frac{i_{C2}}{i_{C1}} \approx U_T \ln \frac{I_R}{i_{C1}}$$

由图 5.7.2 可见

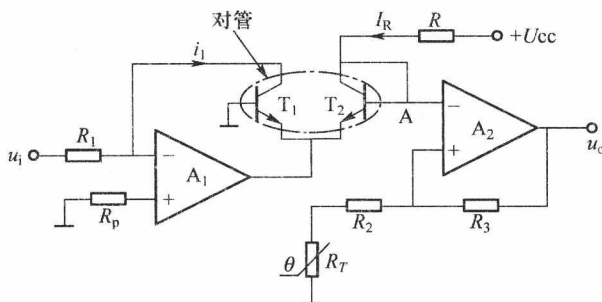


图 5.7.2 具有温度补偿的对数运算器

$$i_{C1} = \frac{u_i}{R_1}, I_R \approx i_{C2} \approx \frac{U_{CC} - (u_{BE2} - u_{BE1})}{R} \approx \frac{U_{CC}}{R}$$

所以

$$u_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_T}\right) u_A = \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_T}\right) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{U_{CC}}{u_i} \frac{R_1}{R} \right) \quad (5.7.4)$$

式(5.7.4)表明,用对管消除了反向饱和电流的不良影响,而且只要选择正温度系数的热敏电阻 R_T ,也可消除 $U_T (=kT/q)$ 引起的温度漂移,实现温度稳定性良好的对数运算关系。

5.7.2 反对数(指数)运算器

指数运算是对数运算的逆运算,因此在电路结构上只要将对数运算器的电阻和晶体管位置调换一下即可,如图 5.7.3 所示。由图可见

$$u_o = -R i_f = -R i_C = -R I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$$

$$u_{BE} = u_i$$

所以

$$u_o = -I_S R e^{\frac{u_i}{U_T}} \quad (5.7.5)$$

实现了输出电压与输入电压的指数运算关系。

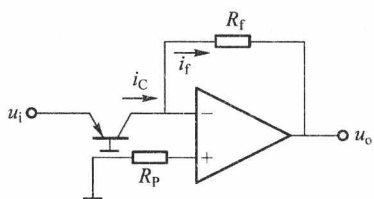


图 5.7.3 反对数(指数)运算器

这种电路同样有温度稳定性差别的问题,人们也用“对管”来消除反向饱和电流的影响,用热敏电阻来补偿 U_T 的温度漂移。具体电路读者可自行设计或参阅有关参考书。

5.7.3 乘法器和除法器

用对数和反对数运算器可构成乘法器和除法器。如图 5.7.4(a)所示,先将待相乘信号取对数,然后相加,最后取反对数,便实现了相乘。同理,将待相除的信号取对数,然后相减,最后取反对数,便实现了“相除”,如图 5.7.4(b)所示。

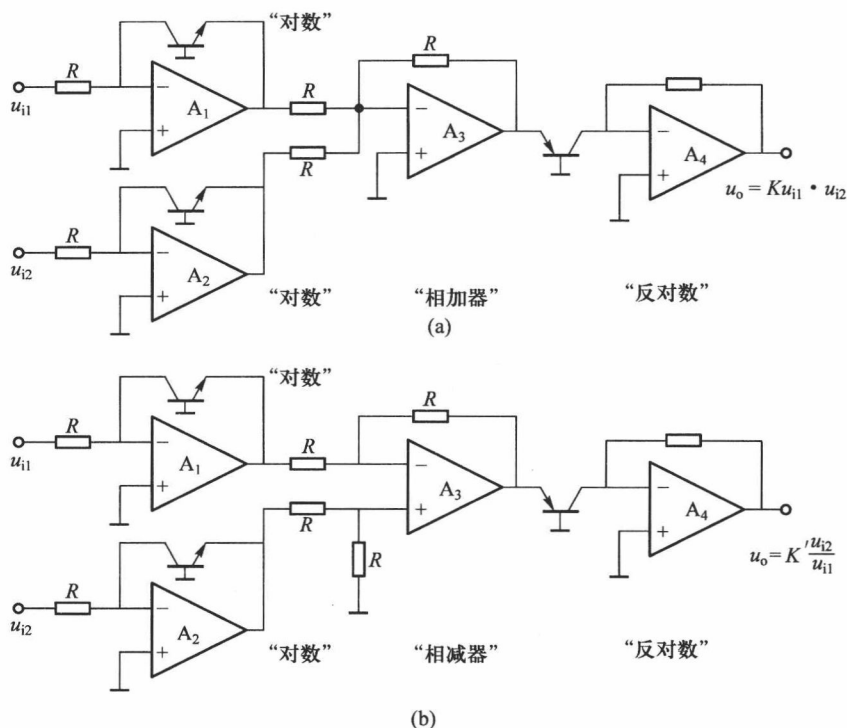


图 5.7.4 乘法器和除法器

(a) 乘法器 (b) 除法器

5.8 精密整流、检波(峰值检波、相敏检波)及取样保持电路

本节主要介绍由运算放大器和二极管组成的精密整流(限幅)电路、峰值检波电路和取样保持电路的工作原理及其应用。

5.8.1 精密整流(限幅)电路

在第二章,我们曾经介绍过半波整流(限幅)电路。如图 5.8.1(a)所示,这种电路由于二极管死区电压 $U_{D(on)}$ (硅管一般为 $0.6 \sim 0.7 \text{ V}$ 左右)的影响,存在限幅模糊现象,也就是当信号较小时,二极管不导通或者导通不良。一般要求 $u_i \gg 0.7 \text{ V}$ 才行。如图 5.8.1(b)所示。

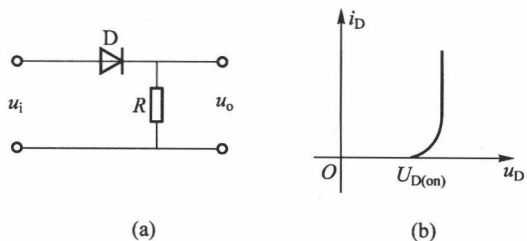


图 5.8.1 一般二极管整流电路

(a) 电路 (b) 二极管特性

利用运算放大器可以消除限幅模糊现象,使整流或限幅达到十分精密的程度。

1. 精密半波整流电路

一种精密半波整流电路如图 5.8.2(a)所示。

由图可见,当 $|u'_o| \leq 0.7 \text{ V}$ (即 $U_{D(on)}$) 时,二极管

D_1 及 D_2 均不导通,运放处于开环工作状态,其开环放大倍数极大(如 10^5);而当 $|u'_o| \geq 0.7 \text{ V}$ 后,其中总有一个二极管导通,电路进入正常的限幅状态。而要使 $|u'_o| \geq 0.7 \text{ V}$, u_i 只需 $0.7 \text{ V}/10^5 = 7 \mu\text{V}$,可见,消除了由二极管死区电压引起的限幅模糊现象。

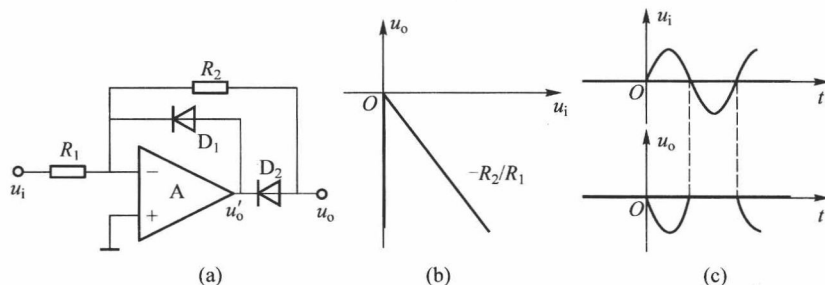


图 5.8.2 精密半波整流电路

(a) 电路 (b) 传输特性 (c) 波形

该电路工作原理如下:

(1) 当 $u_i > 0, u'_o < 0$ 时, D_1 截止, D_2 导通, R_1 、 R_2 构成反相比例放大器,

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_i$$

(2) 当 $u_i < 0, u'_o > 0$ 时, D_1 导通, D_2 截止, $u_o = 0$, 而 D_1 导通, 保证了运放仍处于闭环工作。

该电路的传输特性及输出波形分别如图 5.8.2(b)、(c) 所示。

如果 D_1 、 D_2 反接, 请读者自行分析该电路的传输特性。

2. 精密全波整流电路——绝对值电路

用半波整流和加法器便构成了全波整流电路, 如图 5.8.3(a) 所示, 其具体电路如图 5.8.3(b) 所示。图 5.8.3(b) 中, A_1 构成半波整流, A_2 构成加法器。其工作原理为:

(1) 当 $u_i > 0$ 时, $u_{o1} = -u_i, u_o = -u_i - 2u_{o1} = -u_i + 2u_i = u_i$

(2) 当 $u_i < 0$ 时, $u_{o1} = 0, u_o = -u_i = -(-|u_i|) = |u_i|$ 。所以

$$u_o = |u_i| \quad (5.8.1)$$

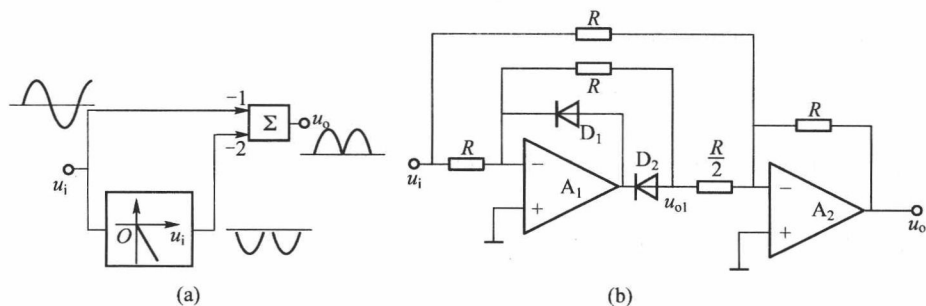


图 5.8.3 精密全波整流电路——绝对值电路

(a) 框图 (b) 实际电路

精密全波整流电路的传输特性及输出波形, 如图 5.8.4 所示。

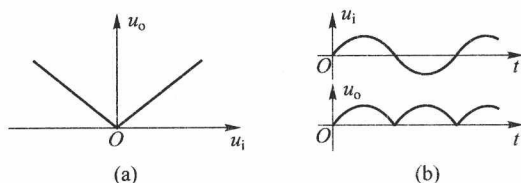


图 5.8.4 精密全波整流电路的传输特性及输出波形
(a) 传输特性 (b) 输出波形

5.8.2 峰值检波电路

在一些测量电路中,需要检出信号峰值,如图 5.8.5(a)所示。实现这种功能的关键是电容只充电而不放电,其电路之一如图 5.8.5(b)所示。由图可见:

当 $u_i > u_o$ 时, $u_{o1} > 0$, 二极管开关 D 导通, C 充电, 整个电路 (A_1 、 A_2) 构成跟随器, $u_o = u_c \approx u_i$, 输出跟随 u_i 增大; 当 $u_i < u_o$ 时, $u_{o1} < 0$, D 截止, A_2 输入阻抗很大, C 无放电回路, 故 $u_o = u_c$, 处于保持状态。这样,即可以实现峰值检波。

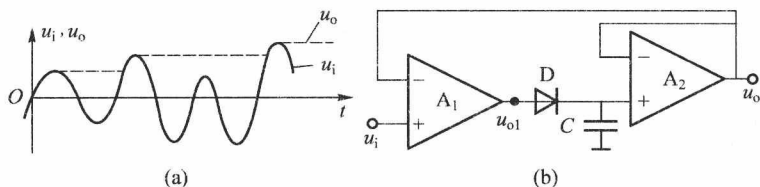


图 5.8.5 峰值检波及电路
(a) 波形 (b) 电路

5.8.3 相敏检波电路

相敏检波电路是具有鉴别信号相位能力的检波电路,电路如图 5.8.6(a)所示,图中 A_1 构成“相乘器”, A_2 构成“低通滤波器”。图中,场效应管 T 作为开关管,其栅极电压 u_c 为一负方波,且与输入信号 u_i 同频不同相。当 u_c 为低电平时, T 截止,第一级运放 A_1 的等效电路如图 5.8.6(b)所示,

$$u_{o1} = 2u_i - u_i = u_i \quad (5.8.2)$$

当 u_c 为高电平时, T 导通,第一级运放 A_1 的等效电路如图 5.8.6(c)所示,

$$u_{o1} = -u_i \quad (5.8.3)$$

可见,第一级运放 A_1 的输出信号 u_{o1} 为

$$u_{o1} = (\pm 1) \times u_i \quad (5.8.4)$$

对应 u_i 与 u_{o1} 的不同相位差的波形分别如图 5.8.6(d)、(e)、(f)所示。经 A_2 构成“低通滤波器”滤除 u_{o1} 的交流分量,取出直流分量,得

$$u_o = k \cos(\varphi_i - \varphi_c) \quad (5.8.5)$$

可见,输出信号 u_o 与输入信号 u_i 和参考信号 u_c 相位差的余弦成正比,实现了“相敏检波”。

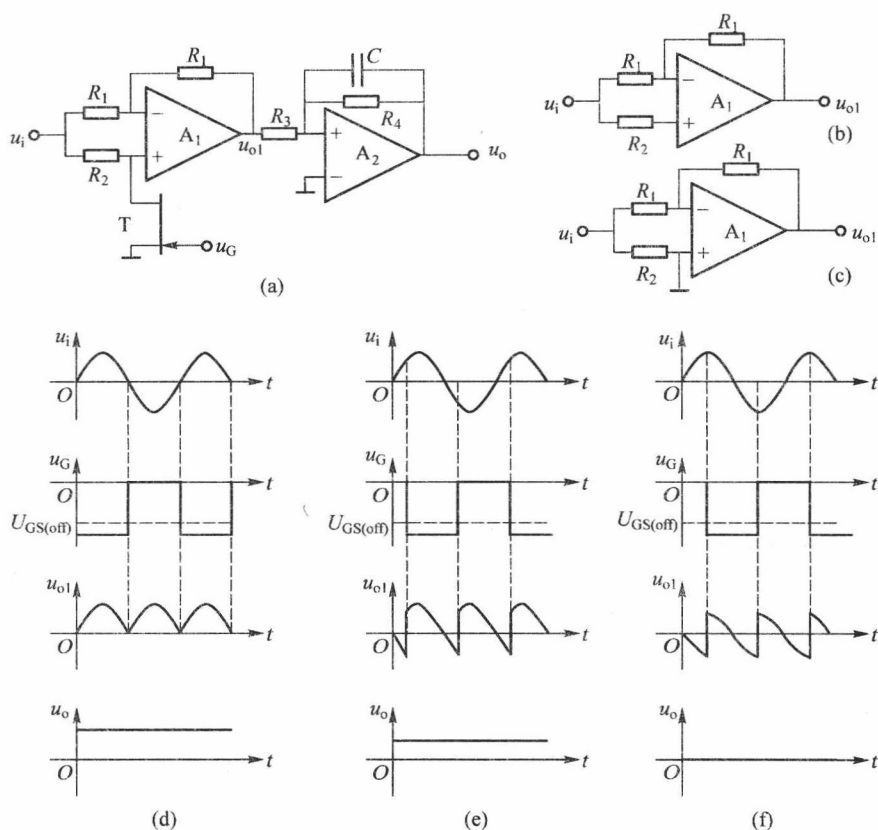


图 5.8.6 相敏检波电路及波形

(a) 相敏检波器电路 (b) 对应 u_G 低电平的 A_1 等效电路 (c) 对应 u_G 高电平的 A_1 等效电路
 (d) u_G 与 u_i 反相时的波形 (e) u_G 与 u_i 相差小于 90° 时的波形 (f) u_G 与 u_i 相差等于 90° 时的波形

5.8.4 取样保持电路

取样保持电路由取样门(开关)和保持电容组成。当取样脉冲到来时,取样门闭合, $u_C = u_i$ ($u_i > u_C$, C 充电, $u_i < u_C$, C 放电)。当取样脉冲过去时,取样门打开,电容电压保持不变。这样,就可以将输入信号 u_i 对应取样脉冲到达时刻的样品取出,且在脉冲休止期间保持住。其模型如图 5.8.7(a) 所示。

如果我们将图 5.8.5(a) 中的单向开关(二极管)换成一个双向开关,电容不仅有充电回路,也有放电回路,则可实现取样保持功能。图 5.8.7(b) 给出一个场效应管开关代替二极管开关的电路。当取样脉冲 u_s 为高电平时, T 导通。此时,若 $u_i > u_C$, 电容 C 充电且 $u_C = u_i$ 。若 $u_i < u_C$, 电容仍可通过 T 向运放放电,且也能保持 $u_C = u_i$ 。而当 u_s 为低电平,且 $u_s < u_{GSoff}$ (夹断电压) 时,则场效应管截止,电容电压保持。

根据取样定理,取样脉冲的频率必须大于(或等于)信号 u_i 的最高频率分量的两倍,即

$$f_s \geq 2f_{imax} \quad (5.8.6)$$

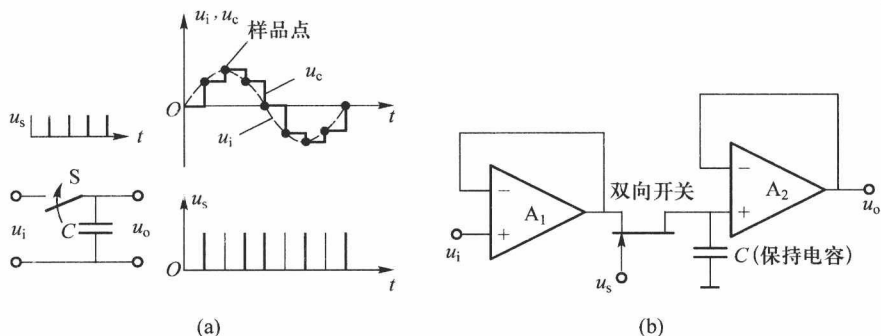


图 5.8.7 取样保持电路

(a) 模型 (b) 电路

5.9 特殊用途的集成运算放大器

5.9.1 高速电流反馈型集成运算放大器

在许多应用场合,如雷达、光信号处理、高速视频及图像处理、高速 A/D 的前端驱动等、要求集成运算放大器具备很宽的带宽(几百兆赫兹至几千兆赫兹),很高的工作速度(压摆率 $SR >$ 几百伏/微秒至几千伏/微秒)。采用特殊工艺和电路结构可使运算放大器具有宽带、高速的性能。高速集成运算放大器分电压反馈型和电流反馈型两种,前几节讲的都是电压反馈型运放,本节将简单介绍电流反馈型集成运算放大器工作原理及基本特性。

电流反馈型集成运算放大器(Current feedback Operational Amplifier)又称电流模运算放大器(Current Mode Operational Amplifier)。该放大器具有高速、宽带特性,压摆率 $SR > (1000 \sim 7000 \text{ V}/\mu\text{s})$,带宽可达 $100 \text{ MHz} \sim 1 \text{ GHz}$;而且,在一定条件下,具有与闭环增益无关的近似恒定带宽。由于其优越的宽带特性,在视频处理、同轴电缆驱动放大器等领域得到广泛应用。

1. 电流模集成运算放大器的基本框图与基本特性

电流模运算放大器的基本框图如图 5.9.1 所示。

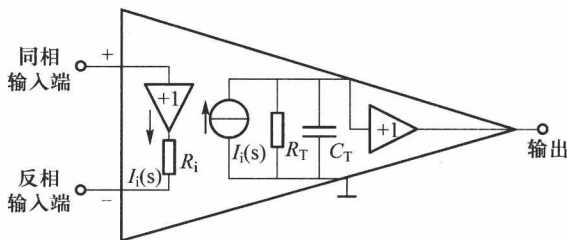


图 5.9.1 电流模集成运放框图

由图可见,同相输入端经一缓冲级到反相输入端,其中 R_i 表示缓冲级输出电阻。由此得出,

电流模运放与电压模运放不同,其同相输入端是高阻输入,而反相输入端则是低阻输入。缓冲级之后接一互阻增益级,将输入电流变换为输出电压。图中 R_T 表示低频互阻增益(一般可达 $M\Omega$ 数量级), C_T 为等效电容(主要是相位补偿电容 $C_{\varphi 1}$, 大小为 $1 \sim 5 \text{ pF}$)。输出端又接一个缓冲级,故最后的输出电阻很小。电流模运放可以看成是一个流控电压源,其互阻增益 $A_r(s)$ 的表达式如下

$$A_r(s) = \frac{U_o(s)}{I_i(s)} = \frac{R_T}{1 + sR_TC_T} \quad (5.9.1)$$

若用开环差模电压增益表示,则

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{U_o(s)}{I_i(s) \cdot R_i} = \frac{R_T}{R_i(1 + sR_TC_T)} \quad (5.9.2)$$

电流模运算放大器的典型电路如图 5.9.2 所示。

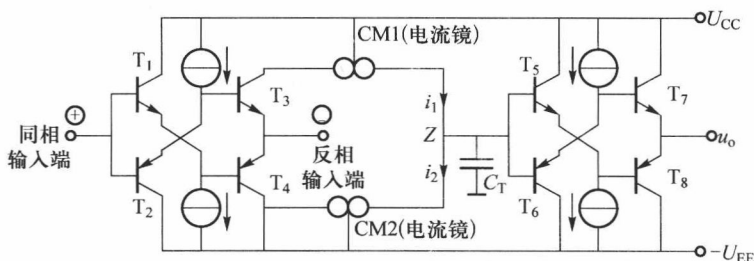


图 5.9.2 电流模运放的典型电路

图中, T_1 、 T_2 接成有源负载跟随器,所以同相输入端为高阻。而反相输入端接 T_3 、 T_4 的射级,为低阻。 $T_1 \sim T_4$ 组成输入缓冲级。而且可以看出, $CM1$ 和 $CM2$ 表示两个电流镜,它们将 i_{C3} 、 i_{C4} 映射到 i_1 和 i_2 ,并在 Z 点相加。 T_5 、 T_6 组成输出缓冲级。 T_7 、 T_8 组成互补跟随输出级,以保证输出电阻很小,增强带负载能力。

电流模运放的闭环低频增益同电压模运放。如图 5.9.3 所示,同相输入时的闭环电压增益等于

$$A_{ufo} = 1 + \frac{R_f}{R_G} \quad (5.9.3)$$

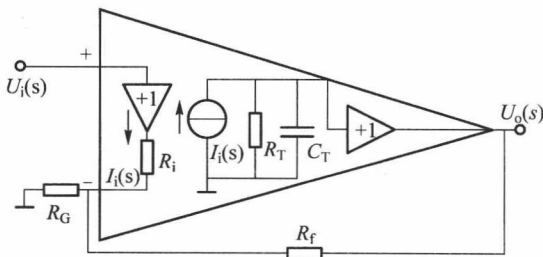


图 5.9.3 电流模运放的闭环特性

通常 R_T 约为几兆欧姆, R_i 约为 $10 \sim 60 \Omega$, 所以可以满足 $R_T \gg R_f$, $R_T \gg R_i$, 且当闭环增益 A_{ufo} 较小,

满足 $(A_{ufo}R_i) \ll R_f$ 时,有

$$A_{uf}(s) = \frac{A_{ufo}}{1 + sR_fC_T}$$

(5.9.4)

则闭环带宽

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_T R_f}$$

(5.9.5)

该式表明,当低频增益 A_{ufo} 不太大时,电流模运放的闭环带宽与闭环增益无关,而取决于反馈电阻 R_f 与补偿电容 C_T 的乘积。这是与电压模运放截然不同的特性。电压模运放增加带宽必然牺牲增益,增益带宽积为常数;而电流模运放的增益带宽积随着增益增大而有所提高。

图 5.9.4 分别给出电压反馈型运放与电流反馈型运放频率响应示意图,可见,电压反馈型运放随着闭环增益增大,闭环带宽必减小;而电流反馈型运放随着闭环增益增大,闭环带宽减小不多,只要保持反馈电阻 R_f 不变,减小 R_c 即可。式(5.9.5)表明, R_f 越小,闭环带宽 f_H 越宽,但 R_f 太小,放大器将不稳定,一般应取 $R_f > 200 \Omega$ 。

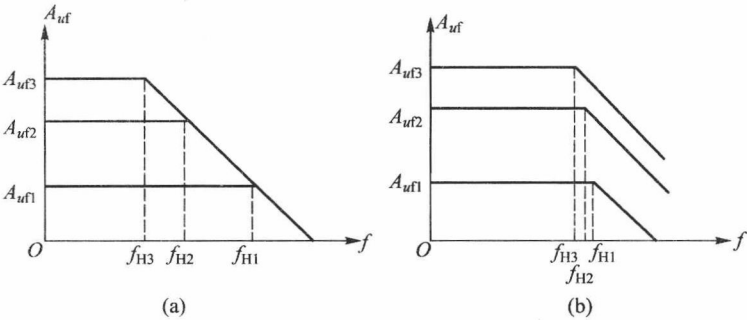


图 5.9.4 电压反馈型运放与电流反馈型运放频率响应示意图
(a) 电压反馈型运放频率响应示意图 (b) 电流反馈型运放频率响应示意图

电流反馈型运放的缺点是共模抑制比较低,反相输入端吸取的电流较大。在实际应用中,应根据实际需要选择电压反馈型运放或电流反馈型运放。表 5.9.1 给出了一些电流模运放的型号和主要参数,供读者参考。

表 5.9.1 若干电流模运放的型号及其参数

型号 参数	AD811	AD844	AD9610	OPA623	OPA658P	OPA603	MAX 4112/4113
压摆率 SR /(V/ μ s)	1800 ($R_f = 1 \text{ k}\Omega$)	2000 ($R_f = 0.5 \sim 1 \text{ k}\Omega$)	3500 ($R_f = 1.5 \text{ k}\Omega$)	2100 ($U_{opp} = 5 \text{ V}$)	1700 ($U_{opp} = 2 \text{ V}$)	1000	1500/1800
带宽 (BW) /MHz	140	60	80	290	680	100	600/750
失调电压 U_{10} /mV	0.5	0.05	± 0.3	8	± 5	5	1

续表

型号 参数	AD811	AD844	AD9610	OPA623	OPA658P	OPA603	MAX 4112/4113
同相端输入 电阻/ $M\Omega$	1.5	10	0.2	2.74	0.5	5	0.5
反相端输入 电阻/ Ω	14	50	20		50	30	30
低频互阻增 益/ $M\Omega$ ($R_L = 200 \Omega$)	0.75	3 ($R_L = 500 \Omega$)	1.5 ($R_L = 200 \Omega$)		0.19	0.4	0.5
共模抑制比 K_{CMR}/dB	60	100	60			60	50
输出电流 I_o/mA	± 100	± 60	± 50	± 70	± 120	± 150	± 80
电源电压 /V	$\pm 5 \sim \pm 15$			± 5	± 5	± 15	± 5

2. 宽带、高速集成运算放大器举例

(1) 电压反馈型、宽带、低功耗、单电源运算放大器 OPA830

OPA830 是一种具有轨对轨输出特性的电压反馈型、宽带、低功耗、低噪声单电源运算放大器。当增益 $G=+1$ 时带宽为 250 MHz; 当增益 $G=+2$ 时带宽为 110 MHz。压摆率高达 $500 V/\mu s$ 。输出驱动电流为 $\pm 80 mA$ 。当 $U_{CC}=+5 V$ 时, 电源电流为 3.9 mA。双电源的电源范围为 $\pm 1.4 \sim \pm 5.5 V$, 单电源的电源范围为 $+2.8 \sim +11 V$ 。输入电压噪声为 $9.2 nV/\sqrt{Hz}$ 。

OPA830 主要用于单电源 ADC 的输入缓冲器、单电源视频驱动器、低功耗超声系统、CCD 图像通道调理器以及便携式消费电器等方面。

OPA830 的典型应用电路如图 5.9.5 和图 5.9.6 所示。图 5.9.5 所示为一个增益等于 +2 的单电源交流耦合放大器, 其输入阻抗为 50Ω , 负载为 150Ω , 两个 $1.5 k\Omega$ 电阻为输入端提供偏压。图 5.9.6 是一个增益为 +2 的双电源直接耦合放大电路。

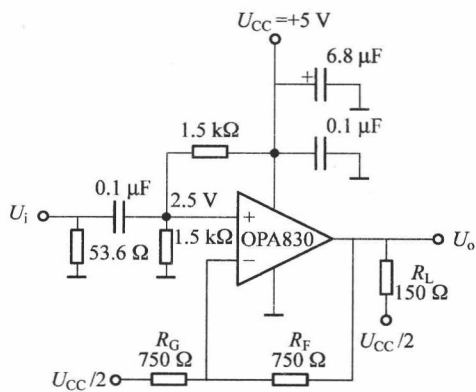


图 5.9.5 交流耦合, 5 V 单电源工作

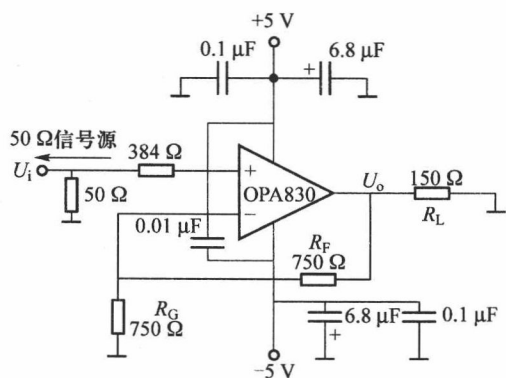


图 5.9.6 直接耦合, 5 V 双电源工作

(2) 电流反馈型 THS3120/THS3121

THS3120/THS3121 是一种速度高、输出驱动能力强、噪声低的运算放大器。当增益 $G=2$ 、负载 $R_L=50\ \Omega$ 时, 宽带可达 120 MHz。输出电流驱动能力可达到 475 mA。在 $R_L=50\ \Omega$, $U_{opp}=8\text{V}$ 情况下压摆率为 $1700\text{ V}/\mu\text{s}$ 。电源范围为 $\pm 5\text{ V} \sim \pm 15\text{ V}$ 。电压噪声为 $2.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。另外 THS3120 具有电源休眠控制功能, 当 PD 引脚加高电平时可关断电源。

THS3120/THS3121 可用于视频分配器、功率 FET 管驱动器、Pin 驱动器和大容量负载驱动器等领域。

THS3120/THS3121 的典型应用电路如图 5.9.7 所示。图 5.9.7(a) 是 THS3120/THS3121 的双电源放大电路, 图 5.9.7(b) 是 THS3120/THS3121 的单电源放大电路。

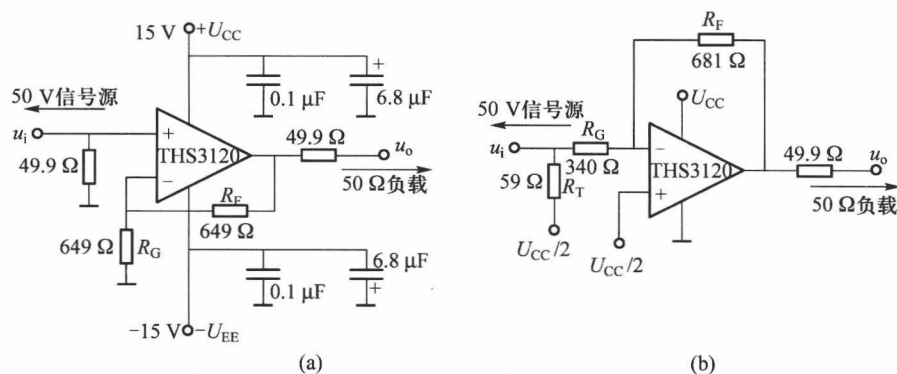


图 5.9.7 双电源和单电源直接耦合宽带放大电路

(a) 双电源同相组态 (b) 单电源反相组态

另外, 宽带、高压摆率和高输出电流驱动能力使 THS3120/THS3121 很适合做视频分配器, 即一个放大器输出经多根传输线以最小的性能代价将视频信号分配给多个设备。高的压摆率保证视频信号有最小的延迟, 短的传输时间和建立时间。图 5.9.8 就是一个视频分配器电路。

从上面例子看出, 高速运放的输出电流都十分大, 驱动负载能力强, 为保证带宽, 所用电阻值都比较小, 为防止传输中信号反射, 很注意输入端和输出端前后的阻抗匹配 ($50\ \Omega$ 或 $75\ \Omega$)。

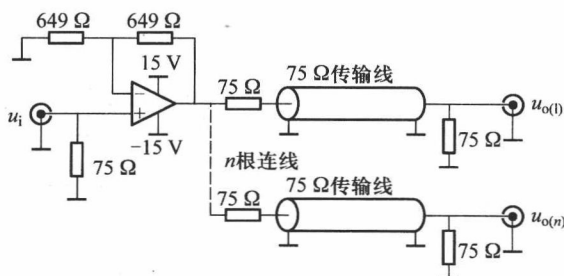


图 5.9.8 视频分配器电路

5.9.2 集成仪表放大器

在 5.4.2 中曾讨论过由三个运算放大器组成的仪表放大器,由于其优越的性能而得到广泛应用,它的输入电阻很高,电路结构高度对称,有很强的共模抑制能力和较小的输出漂移。增益调节方便,故目前,这种仪用放大器已有多种型号的单片集成电路产品,如 LH0036、AD620、AD624 等。LH0036 只需要外接电阻 R_G 即可工作,其取值一般由 $R_G = 50 \text{ k}\Omega / (A_u - 1)$ 确定。AD624 性能更为优异,共模抑制比可达 100 dB 以上,增益带宽积为 25 MHz,且低噪声 ($0.2 \mu\text{V}$),低线性失真(最大为 0.001%),低增益温漂 ($5 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$),低输入失调电压(最大 $25 \mu\text{V}$),电源电压为 $\pm 6 \sim \pm 18 \text{ V}$,并可提供电流或电压输出。下面以 INA128/129 为例介绍集成仪表放大器。

INA128/129 是由美国德州仪器(简称 TI)公司生产的低功耗精密仪表放大器。三个运算放大器和 6 个电阻全部集成在芯片中,仅外接 R_G 来调节增益 ($1 \sim 10000$ 的任何值),频带宽(在 $G = 100$ 时带宽为 200 kHz),可用于理想的电池工作系统。其主要特点:低失调电压(最大 $50 \mu\text{V}$);低漂移(最大 $0.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$);低输入偏流(最大 $5 \mu\text{A}$);高共模抑制比(最小 120 dB);宽电源范围 ($\pm 2.25 \sim \pm 18 \text{ V}$);低静态电流 ($700 \mu\text{A}$)。INA128/129 可用于桥放大器、热电偶放大器、RTD(热敏电阻)传感放大器、医疗仪器、数据采集等领域。

INA128/129 典型接法如图 5.9.9 所示,其增益方程如下

INA128

$$G = 1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (5.9.6)$$

INA129

$$G = 1 + \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (5.9.7)$$

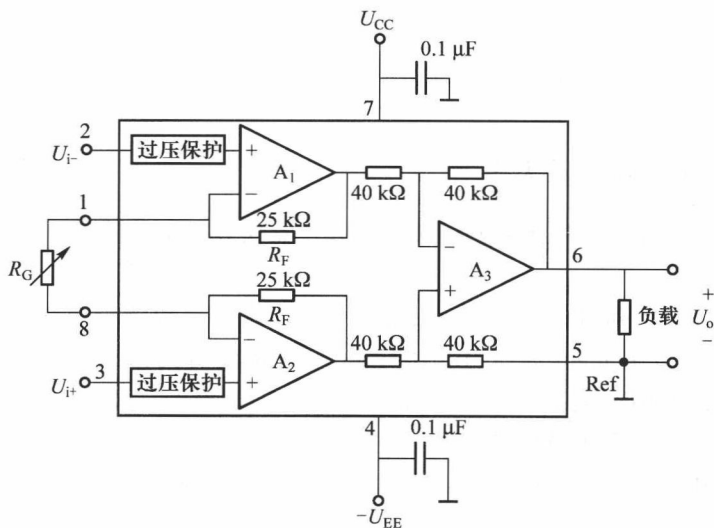


图 5.9.9 INA128/129 的典型接法

INA128/129 的应用非常广泛,图 5.9.10 所示电路为具有右腿驱动的心电信号(ECG)放大

电路。

值得注意的是 INA128/129 的输入阻抗高达 $10^{10} \Omega$, 在高输入阻抗情况下, 输入偏流的很小变化都会引起输入电压的变化。因此在实际应用中必须保证有输入偏流的返回通路, 即共模电流通路。对热电偶等阻抗很低的信号源可加一个电阻到地即可, 对于高阻信号源(如麦克风、水听器等)则用两个相等的电阻分别加到两个输入端到地(以保证两边平衡)。如果是变压器, 则将中心抽头接地构成输入偏流通路, 图 5.9.11 所示为共模电流提供路径的典型电路。

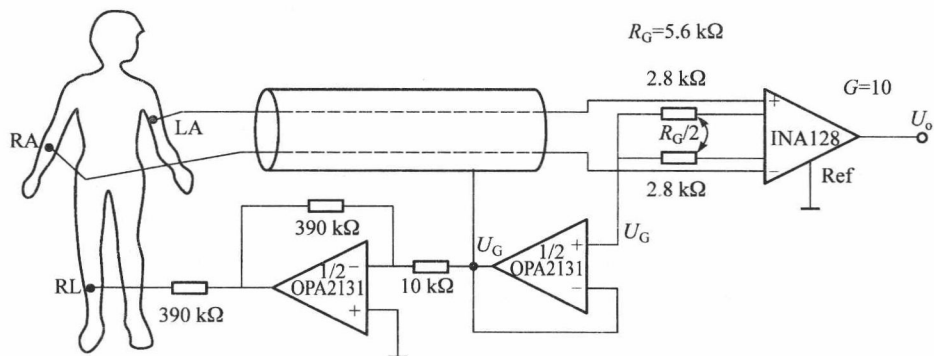


图 5.9.10 具有右腿驱动的心电信号 (ECG) 放大电路

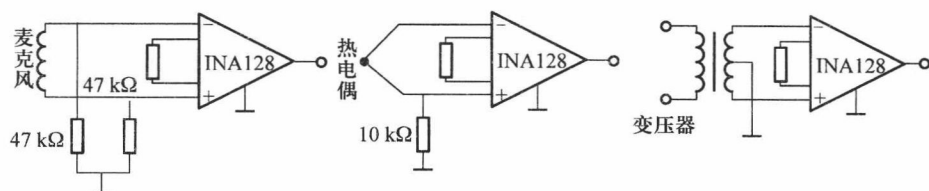


图 5.9.11 INA128 共模电流提供路径

5.9.3 增益可控集成运算放大器

单片增益可控放大器广泛用于数据采集系统和仪器仪表系统等领域。增益可控放大器的实现方案一般有下列几种：

可编程增益放大器系列 (PGA 系列), 此类放大器的增益由数字控制, 通常增益按二进制步进 (如 1、2、4、8), 或十进制步进 (如: 1、10、100、1000) 或示波器式 (1、2、5、10、20、50、100) 变化。其控制逻辑与 TTL 或 CMOS 电平兼容, 故很容易与微处理器接连。

电压控制增益放大器系列 (VCA 系列), 此类放大器通过高阻态输入提供了线性化的 “dB” 增益和增益范围控制, 有单通道、双通道、八通道的配置。可同时控制增益及衰减, 有极大的使用灵活性。

电压控制增益放大器的控制机理一般有可变跨导型、可变反馈型等。可变跨导型实际上同模拟乘法器原理, 即首先将输入控制电压通过 U/I 变换, 变成差分放大器的可控电流源, 从而改变电路的跨导, 以达到改变放大器增益之目的。也有用外加电压改变放大器的负反馈深度来实

现增益控制。还有的是制作一个较大的固定增益的放大器,然后又制作一个可变衰减器,外加电压控制衰减器的衰减量,以最终完成对放大器总增益的控制。解决方案各有不同,下面将通过两个典型芯片来了解可变增益放大器的特点,重点介绍这些芯片的应用信息和应用实例。

1. 可编程增益放大器——PGA103

PGA103 是美国 TI 公司生产的新型成本低增益可编程的单端输入运算放大器。可通过对两个与 CMOS / TTL 电平兼容的输入端进行数字编程,将增益设定为 1、10 或 100。增益 $G=10$ 时误差不大于 $\pm 0.05\%$ 。失调电压漂移不大于 $2\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。非线性不大于 $\pm 0.01\%$ 。噪声电压的峰峰值不大于 $0.6\ \mu\text{V}$ (0.1–10Hz)。该器件为高速器件,动态响应很好,本身所提供的建立时间仅为 $8\ \mu\text{s}$ 。增益为 100 时,带宽达 250 kHz。在 $\pm 4.5\ \text{V}$ 的电源电压下器件能可靠工作,而静态电流仅为 2.6 mA。它可广泛地应用于数据采集系统、通用模拟板、医用仪表等信号动态范围宽的应用场合。

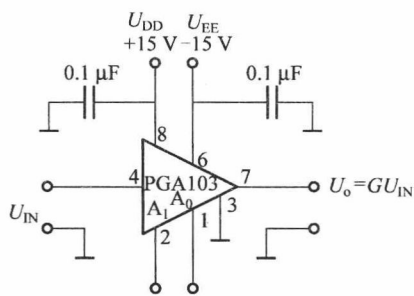


图 5.9.12 基本放大器连接

PGA103 基本应用电路如图 5.9.12 所示。数字输入 A0 和 A1 与增益的关系如表 5.9.2 所示。

表 5.9.2 增益与数字连接的关系

增益(倍数)	2 脚	1 脚
	A ₁	A ₀
1	0	0
10	0	1
100	1	0
无效	1	1

注:逻辑 0: $(-5.6\ \text{V}) < U < 0.8\ \text{V}$; 逻辑 1: $2\ \text{V} < U < (+U_{\text{DD}})$; 逻辑电平是相对于 3 脚的电位。

图 5.9.13 所示为一个增益可编程仪表放大器电路。PGA205 为一个差分输入的仪表放大器,增益为 1、2、4、8 可编程。PGA103 和 PGA205 串联运用,可提供从 $G=1$ 到 $G=800$ 的可编程增益放大。

2. 电压控制增益放大器——VCA820/VCA822/VCA824

VCA820/VCA822/VCA824 系列是一款宽带 (130 MHz)、高增益精度、增益调节范围大,输出电流高的压控增益放大器,主要用于自动增益控制接收机、差分线接收器、脉冲幅度补偿、可变衰减器、电压-可调谐有源滤波器等领域。

VCA820/822/824 由两个输入缓冲器,一个电流反馈放大级以及一个乘法器单元,组成了一个完整的电压控制可变增益放大器系统 (VCA)。工作电源为 $\pm 5\ \text{V}$, VCA820 的增益是以线性 dB 规律变化,对应的增益控制电压为 $0 \sim 2\ \text{V}$, VCA822/VCA824 的增益是以 V/V 线性规律变化,对应的增益控制电压为 $+1 \sim -1\ \text{V}$ 。例如:设置的最大增益为 $+10\ \text{V/V}$, VCA820 在 $+2\ \text{V}$ 控制电压输入时,增益为 20 dB,在 $0\ \text{V}$ 输入时增益为 -20 dB, VCA822/VCA824 在 $+1\ \text{V}$ 控制电压输入时,对

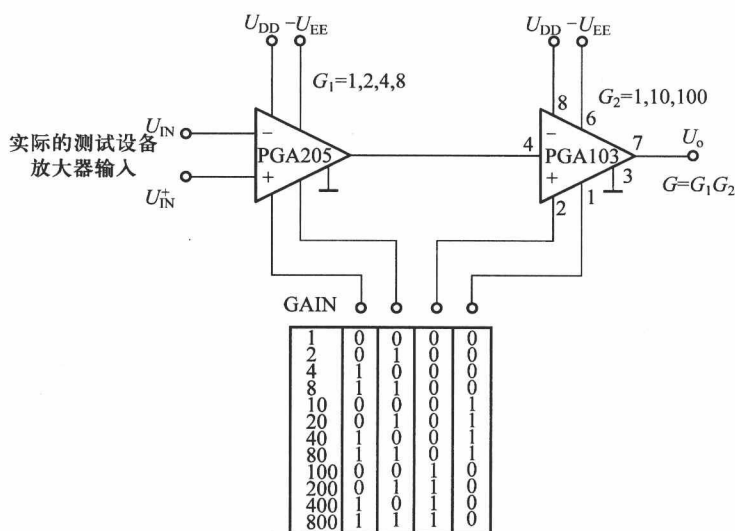
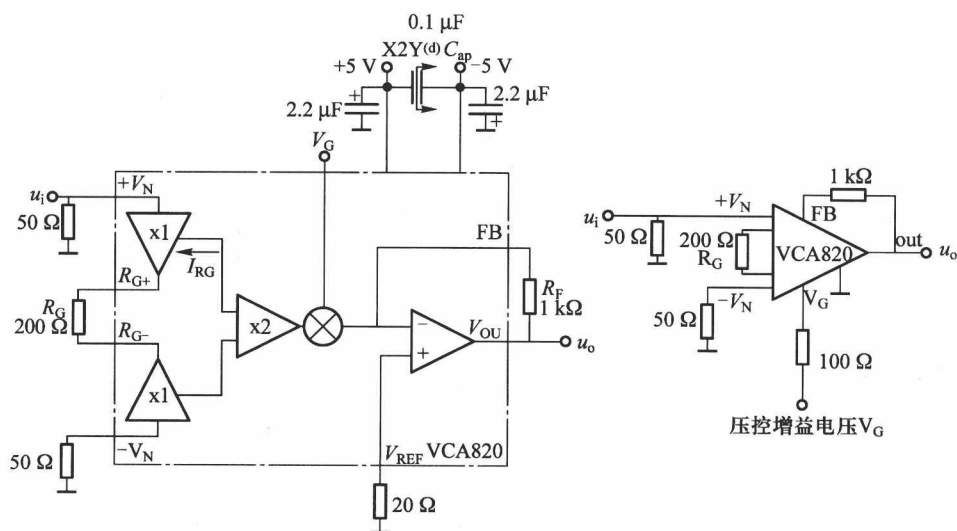


图 5.9.13 增益可编程仪表放大器电路

应的增益为 10 V/V , 在 -1 V 控制电压输入时对应的增益则为 0.1 V/V 。对于 20 dB 的最大增益, VCA820 输入控制电压为 1 V 和 2 V 之间, VCA822/VCA824 的输入控制电压为 0 和 1 V 之间。VCA810 的增益可控范围为 $-40 \text{ dB} \sim +40 \text{ dB}$, 即 80 dB 。

VCA820/824 的内部框图及典型应用电路如图 5.9.14 所示。

图 5.9.14 直接耦合 $A_{\text{umax}} = 20 \text{ dB}$ (10 V/V) 双电源 VCA 放大器

5.10 运放开环应用及电压比较器

5.10.1 运放开环应用——电压比较器

电压比较器是另一类重要的模拟集成电路,广泛用于“电压比较”、“电平鉴别”、“波形整形”、“波形产生”、“脉冲调宽”、“判决电路”以及模/数变换(A/D)等。开环运用的运算放大器就是一个电压比较器,可以鉴别同相端与反相端电压的大小,如图 5.10.1(a)所示,图中, u_i 为输入电压, u_r 为参考电压,由于 $u_r=0$,该电路称为“过零比较器”。由于运放开环工作,开环放大倍数很大,故只要反相端和同相端差模信号电压很小,运放输出电压就可接近电源电压 U_{CC} (记为高电平 U_{OH}) 或 $-U_{EE}$ (记为低电平 U_{OL}),由图可见,当反相端电压高于同相端电压,输出为低电平,反之,当反相端电压低于同相端电压,输出为高电平,其波形如图 5.10.1(b)所示。若 u_i 为一缓变信号(如代表温度或压力信号,而比较的参考电压为三角波,则输出波形的脉冲宽度变化将受缓变信号 u_i 的控制,故可实现脉宽调制 PWM 功能,如图 5.10.1(c)所示。

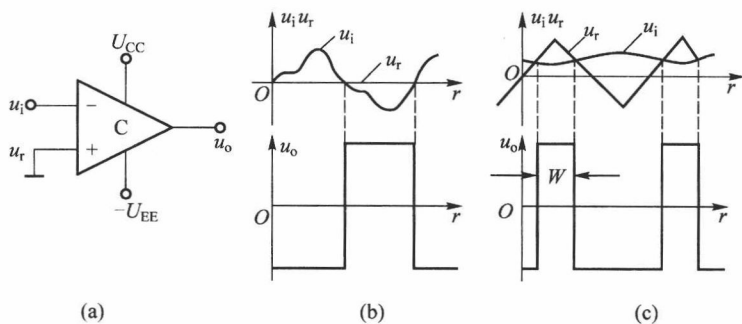


图 5.10.1 电压比较器及其输出波形

(a) 过零电压比较器电路 (b) 过零电压比较器的波形整形 (c) 脉宽调制波形

【例 5.10.1】 电路及输入信号波形 u_i 分别如图 5.10.2(a)、(b) 所示,其中 C 为交流耦合(隔直)电容,试分别画出 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形及两级电路的电压传输特性。

解: (1) 第一级电路:输入信号 u_i 经阻容耦合到 A_1 同相端,反馈加到反相端,故 A_1 构成同相比例放大器,其增益 $A_{u1} = 1 + R_2/R_1 = 2$,其电压传输特性如图 5.10.3(a) 所示。因为 $u_i = 1 \text{ V} + 2\sin \omega t (\text{V})$,经隔直流后的 $u_+ = 2\sin \omega t (\text{V})$,其波形如图 5.10.2(c) 所示,故第一级输出 $u_{o1} = A_{u1} \times u_+ = 4\sin \omega t (\text{V})$,其波形如图 5.10.2(d) 所示。

(2) 第二级电路: A_1 输出送到 A_2 同相端, A_2 开环工作,构成电压比较器,其比较参考电压 $u_r = -2 \text{ V}$,电压传输特性如图 5.10.3(b) 所示。 u_{o1} 与 u_r 比较,当 $u_{o1} > u_r$ 时,输出为高电平;当 $u_{o1} < u_r$ 时,输出为低电平,故 A_2 输出为矩形波,如图 5.10.2(e) 所示。电路的仿真波形如图 5.10.2(f) 所示。

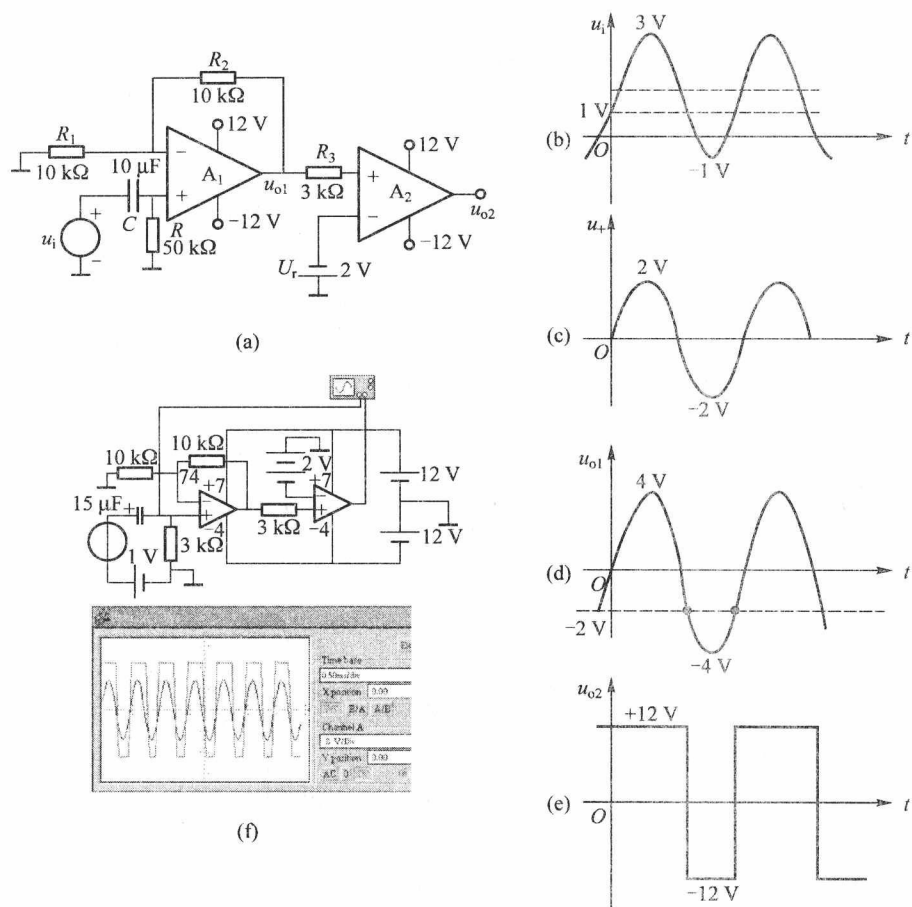


图 5.10.2 电路图、波形图及仿真图

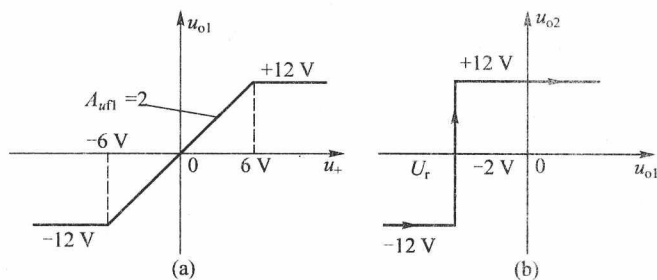


图 5.10.3 电压传输特性

(a) 第一级同相比例放大器电压传输特性 (b) 第二级电压比较器传输特性

5.10.2 单片集成专用电压比较器

运放开环工作构成的电压比较器在许多性能上不能满足实际应用的需要,例如一般响应速

度慢,高、低电平转换时间和延迟时间长。目前有许多性能优异的单片集成专用电压比较器可供选择,单片集成电压比较器具有一些运放所没有的特性:作为模拟电路与数字电路的“接口”,其输出电平可与 TTL、CMOS 或 ECL 等数字电路接口,有些芯片带负载能力强,可直接驱动继电器和指示灯。有的单片集成比较器的响应速度很快,其转换时间仅为 $1 \sim 3\text{ ns}$ 。有的单片比较器内含双比较器和四比较器。有的单片比较器输出管集电极开路,使用时必须外加一个“上拉电阻”到正电源。有的还具有“选通端”,用来控制比较器处于工作状态或禁止状态。有的比较器具有“锁存”功能,可将比较的状态数据锁存起来。

比较器的指标与运算放大器类似,也含“精度”与“速度”两个方面,下面举两个专用电压比较器的例子:

1. 比较器 LM311/211/111(通用低速型)

引脚图及典型接法如图 5.10.4 所示,图中 R_C 为外接的“上拉电阻”,其主要指标为:双电源 $\pm 5\text{ V} \sim \pm 15\text{ V}$,单电源 $+5\text{ V}$;开环增益 $A_{ud} = 200\text{ V/mV} = 2 \times 10^5$;失调电压 $U_{i0} = 0.7\text{ mV}$;失调电流 $I_{i0} = 4\text{ }\mu\text{A}$;输入偏流 $I_B = 60\text{ }\mu\text{A}$;转换时间 $t_r = 200\text{ ns}$ 。

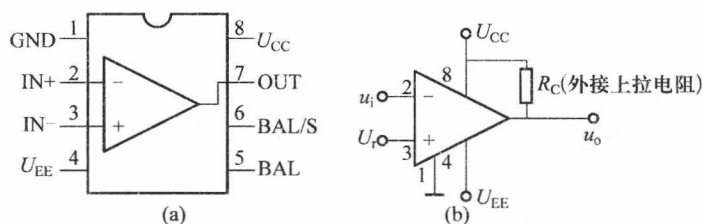


图 5.10.4 比较器 LM311/211/111 引脚图及典型接法

(a) 引脚图 (b) 典型接法

注:LM311——商用级,LM211——工业级,LM111——军用级。

2. 比较器 MAX901 ~ 903 系列(高速/低功耗)

其中 901——四比较器、902——三比较器、903——单比较器,引脚图及典型接法如图 5.10.5 所示,其主要指标为:双电源 $\pm 5\text{ V}$,单电源 $+5\text{ V}$;转换时间 $t_r = 8\text{ ns}$;功耗 $P_C = 18\text{ mW}$ 。

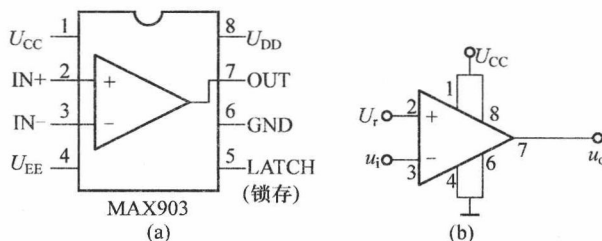


图 5.10.5 引脚图及典型接法

(a) 引脚图 (b) 典型接法

5.11 实际集成运算放大器选型指南及应用注意事项

5.11.1 正确选用集成运算放大器

目前有许多厂家生产了很多种集成运放,性能各异,种类繁多,型号数不胜数。由于缺乏统一的划分标准,使运放的选择十分繁难。在设计电路时,能否选到合适的运放型号,往往决定了电路设计的成败与品质的高低。选用集成运放器件既要考虑性能方面的要求,又要考虑到可靠性、稳定性和价格,也要考虑供货问题,应统筹兼顾,做最佳选择。选择集成运放时首先必须明确应用的性质、目的以及影响达到目标的重大因素。此外,还应仔细分析所能得到的各种集成运放,对其性能指标有正确、深入的理解,能将其关系至大者转化为应用的具体要求。

选择运放时,应考虑以下几个方面:

(1) 信号源性质 包括信号源是电压源还是电流源,电源内阻的大小、信号幅度的变化范围和信号的频率等因素。

(2) 负载的性质 主要考虑负载的阻抗特性和所需功率,即负载是纯阻性、容性或感性,要求提供的电压或电流。

(3) 精度要求 精度的要求必须恰当。过高的精度要求,需要高性能的运放,这将增加成本。初学者易犯两方面的错误:一是所制订的精度指标,概念模糊不清;二是要求过高,远远超过实际需要。

(4) 环境条件 环境条件包括环境温度、湿度,机械振动,电源电压和电磁环境等。

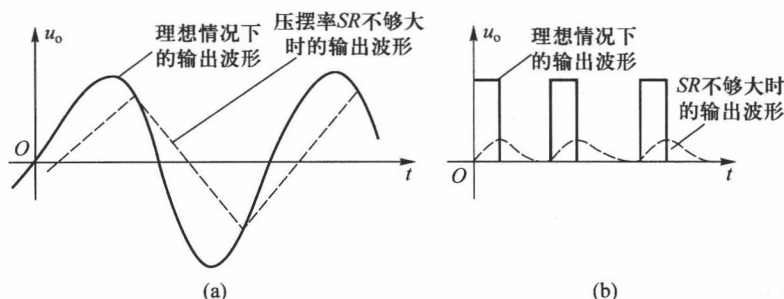
值得注意的是,因运放的性能是由各个指标的综合因素决定的,有些指标是互相矛盾而又互相制约。所以并非高档的集成电路能设计出最佳的放大电路。例如,要求高速度,就要有较大的电流,这与低功耗的要求相矛盾。

从第4.6节可知,实际的集成运算放大器的性能并非“理想”,其特性用一系列参数来描述,在实际应用中,当运放参数远超过电路设计所要求的指标时,可以将运放视为“理想运放”。但如果选用的运放参数不满足设计要求,则会带来很大的误差,不仅达不到设计指标,甚至导致基本功能都实现不了。如图5.11.1所示,当运放用来放大高频正弦信号或窄脉冲时,如果运放的工作速度较低(压摆率 SR 不够),使输出电压的变化跟不上输入电压的变化,从而使输出信号发生畸变。(a)图表示当输入信号的频率很高时,正弦波变成三角波,且放大倍数大为减小。(b)图表示当输入窄脉冲时,输出信号的边沿变差,波形展宽,幅度大大降低,已不像窄脉冲了。解决的办法必须是选择速度更高的运放。

选择集成运放主要是从“精度”和“速度”两方面入手。与精度有关的指标是开环增益、共模抑制比、输入阻抗、输入失调电压和失调电流以及输入偏置电流等;与速度有关的指标是开环带宽、单位增益带宽和转换速率(压摆率)等。总之:

(1) 如果没有特殊的要求,通常选用通用型集成运放,如F007、LM741、LM324(四运放)之类。

(2) 如果系统要求精密度高、温漂小、噪声干扰低,例如微弱信号放大和检测、精密计算、自动化仪表、高精稳压电源等应用场合,则可选择高精度、低漂移、低噪声的集成运放。高精度、低漂移集成运放是一类输入失调电压、输入失调电流及温漂低($\Delta U_{10}/\Delta T < 2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $\Delta I_{10}/\Delta T <$

图 5.11.1 有限的压摆率 SR 引起输出信号发生畸变

(a) 正弦波输入情况 (b) 窄脉冲输入情况

200 pA/°C)、噪声小(噪声电压 $u_n < 5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)、增益和共模抑制比高($A_{UO} \geq 120 \text{ dB}$, $K_{CMR} \geq 110 \text{ dB}$)的集成运放。例如 OP-07、OP-27、OP-37、OPA227/OPA228、 $\mu\text{A}725$ 、 $\mu\text{PC}154$ 、 $\mu\text{A}726$ 、AD508、 $\mu\text{PC}254$ 、SN72088、HA2905 等。目前发展起来的利用 MOSFET 组成的斩波自稳高精度集成运放如 OPA334/2334、OPA335/2335、OPA333/2333、ICL7650 等,其输入失调电压仅为 $5 \text{ }\mu\text{V}$ 、输入失调电压温漂小于 $0.1 \text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

(3) 如果系统要求集成运放输入阻抗高,输入偏置电流小,例如取样/保持、峰值检波、高质量积分器、光电流检测等应用电路中。则可选择高输入阻抗的集成运放,例如 $\mu\text{A}740$ 、 $\mu\text{PC}152$ 、F3130、F3140、8007 等,其差模输入电阻均在 $1\,000 \text{ G}\Omega$ 以上。

(4) 若系统对功耗有严格要求,则可选择低功耗集成运放。例如 F253、 $\mu\text{PC}253$ 、XCF75、ICL7641、CA3087、8FC7、7XC4、5G26 等;功耗为 μW 级的集成运放称为微功耗集成运放,如 ICL7600、F3078、CA308、DG3078 等。低功耗集成运放一般用于对能源有严格限制的遥测、遥感、生物医学、手持测试仪器和空间技术研究的设备中。当前许多运放具有“休眠”功能,当不需要工作时,让器件进入“休眠”状态,此时的静态电流只有 μA 级。这也是低功耗的一种措施。

(5) 若系统的工作频率高、信号频带宽,则可选择高速、宽带集成运放。这类集成运放一般用于高速 A/D 和 D/A 转换器、有源滤波器、高速取样-保持电路、锁相环、精密比较器和视频放大器中。如 OPA355/2355/3355,带宽 250 MHz ,压摆率 $360 \text{ V}/\mu\text{s}$,OPA690($SR = 1\,800 \text{ V}/\mu\text{s}$),AD9618($SR = 1\,800 \text{ V}/\mu\text{s}$, $BW_c = 8 \text{ GHz}$)等。一般高速运放的输出电流都比较大(几十毫安~几百毫安),即负载驱动能力较强,功耗也较大。

(6) 若系统要求很高的输出电压,则选择高压集成运放

高压集成运放要求其工作电压高于 $\pm 30 \text{ V}$,主要产品有 F1536、F143、D41、LM143、HA2645 等,其中如 HA2645 的参数是: $U_{CC} = |U_{EE}| = (48 \sim 80) \text{ V}$, $U_{OM} = 74 \text{ V}$, $A_{uo} = (160 \sim 200) \text{ dB}$, $U_{i0} \leq 6 \text{ mV}$, $U_{id} = 37 \text{ V}$;而 D41 可在 $\pm 150 \text{ V}$ 的电压下工作,最大输出电压达 $\pm 125 \text{ V}$ 。

5.11.2 集成运放应用中的注意事项

1. 集成运放的电源供给方式

集成运放有两个电源接线端 $+U_{CC}$ 和 $-U_{EE}$,但有不同的电源供给方式。对输入信号的要求是

不同的。

(1) 对称双电源供电方式

运算放大器多采用双电源供电。在这种供电方式下,相对于公共端(地)的正电源与负电源分别接于运放的 $+U_{CC}$ 和 $-U_{EE}$ 引脚上,而且电源电压有一个范围。实际应用中电源电压的选择,以输入、输出信号的动态范围而定。例如 OPA227 的电源范围为 $\pm 2.5 \sim \pm 18 \text{ V}$,如果要求运放输出电压幅度很小,则电源电压选低一些($\pm 5 \text{ V}$),以降低功耗。若要求运放输出电压幅度为 $\pm 10 \text{ V}$,则电源电压可选 $\pm 15 \text{ V}$ 。

(2) 单电源供电方式

有的运放可单电源工作,其负电源引脚可直接“接地”。此类运放平常输出直流电平为 $U_{CC}/2$,为保证运放内部单元电路具有合适的静态工作点。需要在运放输入端加入一直流电位,如图 5.11.2 所示,此时运放的输出是在某一直流电位基础上随输入信号变化。对于图 5.11.2 交流放大器,静态时,运算放大器的输出电压近似为 $U_{CC}/2$,为了隔离掉输出中的直流成分接入电容 C_3 。图 5.11.2(c)是一个 $U_{CC}/2$ 半电源发生器,产生内阻极小的 $U_{CC}/2$ 电压源。

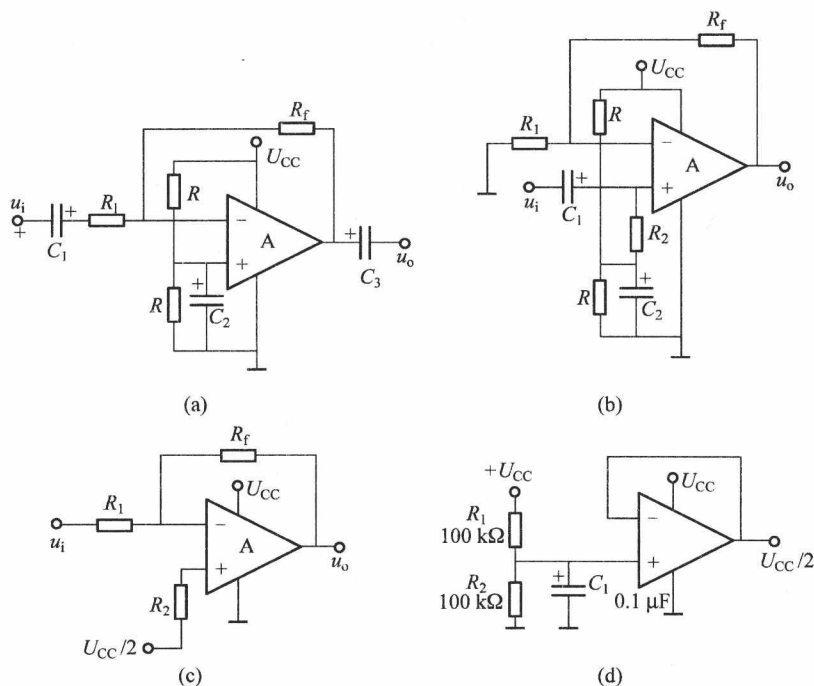


图 5.11.2 单电源运放的应用

(a) 交流耦合单电源反相比例放大器 (b) 交流耦合单电源同相比例放大器
 (c) 单电源反相比例放大器 (d) 半电源发生器

(3) 电源滤波(去耦)电路

由于电路中多级运放共用一个电源,各级电流都流过公共电源内阻而产生寄生正反馈,严重时会引起自激振荡,故在运放电源端要加“去耦电路”,一般去耦电路为一到两个滤波电容,如图

5.11.3 所示的 C_1 、 C_2 ，一个为容量较大的电解电容（几微法～几十微法），由于电解电容的高频特性不好，所以还要并联一个小电容（ $0.01\ \mu\text{F} \sim 0.1\ \mu\text{F}$ ），以使各级的交流电流构成自回路，而不再流过公共电源内阻，从而去除寄生耦合和寄生正反馈。

2. 集成运放的自激振荡问题

由于运算放大器内部晶体管的极间电容和其他寄生参数的影响，很容易产生自激振荡，从而破坏正常工作。为此，在使用的时候要注意消振。一方面要合理布局布线，良好接地和电源滤波，另外，必要时外加消振电容，用它来破坏产生自激振荡的条件（如图 5.11.3 中在反馈电阻上并联一个 100pF 的小电容）。目前，多数通用型运放（如 F007 等），已在内部加了密勒补偿电容，不需要外接补偿电容器。

3. 集成运放的调零问题

由于运放内部的电路不可能完全对称，实际运放电路的输出电压会受到输入失调电压 U_{os} 和输入失调电流 I_{os} 的影响。当运算放大器组成的线性电路输入信号为零时，输出往往不等于零。为了提高电路的运算精度，要求对失调电压和失调电流造成的误差进行补偿，这就是运算放大器的调零。常用的调零方法有内部调零和外部调零，对于失调较大的运放，需在输入端外加补偿电压进行调零。

一般的集成运放都设置了调零端（高质量运放具有自动调零功能，不必设调零端）。使用时，按照规定接上调零电位器进行调节，通常可满足要求。如果不能满足调零要求，或运放没有调零端，可以采用如下措施：① 适当增大调零电位器的阻值，加大调零范围。但阻值不宜过大，否则会影响级间电位配合。而且会使温度指标变坏，② 引入如图 5.11.4(b)、(c) 所示的辅助调零电路。由图可知，辅助调零电路是通过引入一个补偿电流来实现电路的调零的。

调零时应将电路接成闭环。一种是在无输入时调零，即将两个输入端接“地”，调节调零电位器，使输出电压为零。另一种是在有输入时调零，即按已知输入信号电压计算输出电压，而后将实际值调整到计算值，实际上多采用前一种方法。

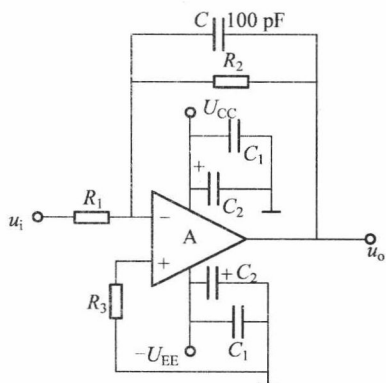


图 5.11.3 电源去耦电路 (C_1 – C_2) 及相位补偿电容 ($C=100\ \text{pF}$)

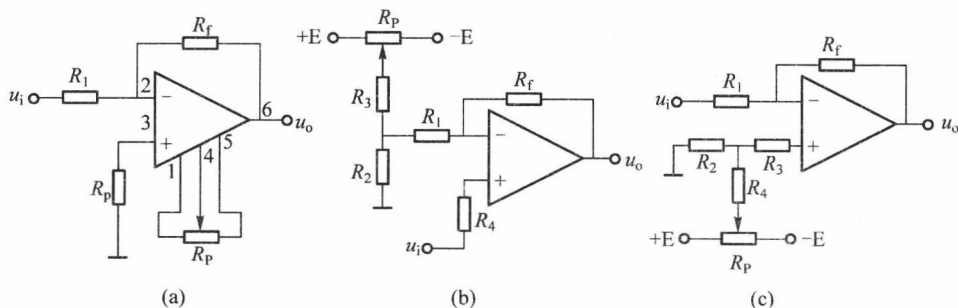


图 5.11.4 调零电路

(a) F007 调零 (b) 同相放大器调零 (c) 反相放大器调零

4. 集成运放的保护电路

集成运放的安全保护有三个方面:电源保护、输入保护和输出保护。集成运放由于电源电压极性接反、电源电压突变、输入信号电压过大、输出负载短路、过载或碰到外部高压造成电流过大等,都能引起器件的损坏。将保护措施加入运放中,可减少这种损坏。

(1) 输入保护

集成运放的输入差模电压过高或者输入共模电压过高(超出该集成运放的极限参数范围),集成运放也会损坏。为此,在输入端接入反向并联的二极管,如图 5.11.5 所示,从而将输入电压限制在二极管的正向电压以下。

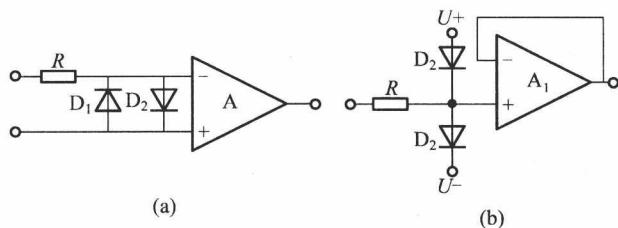


图 5.11.5 输入保护措施

(a) 防止输入差模信号幅值过大 (b) 防止输入共模信号幅值过大

(2) 输出保护

当集成运放过载或输出端短路时,该运放就会损坏。但有些集成运放内部设置了限流保护或短路保护,使用这些器件就不需再加输出保护。对于内部没有保护的集成运放,可利用稳压管的反向击穿特性来保护输出端过压。将两个稳压管反向串联,可将输出电压限制在 $[-(U_Z + U_D), (U_Z + U_D)]$ 的范围内,其中 U_Z 是稳压管的稳定电压, U_D 是稳压管的正向电压。同时由电阻及稳压管起限流保护作用,如图 5.11.6 所示。

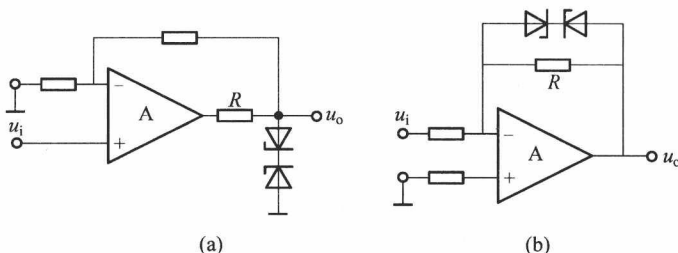


图 5.11.6 集成运放的输出保护电路

(3) 电源保护

电源的常见故障是电源极性接反和电压跳变。电源反接保护和电源电压突变保护电路如图 5.11.7(a)、(b)所示。对于性能较差的电源,在电源接通和断开瞬间,往往出现电压过冲。图 5.11.7(b)中采用 FET 电流源和稳压管钳位保护,稳压管的稳压值大于集成运放的正常工作电

压而小于集成运放的最大允许工作电压。FET 管的电流大于集成运放的正常工作电流。

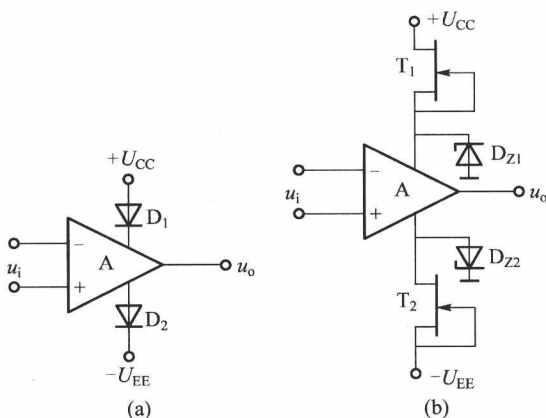


图 5.11.7 电源保护电路

5. 运放的负载能力

一般运算放大器的输出电流为几毫安至几十毫安,如图 5.11.8 所示,当负载电阻 R_L 较大时, R_L 对输出电压的影响可忽略不计。但当 R_L 很小时,例如 $R_L = 50 \Omega$, 运放最大输出电流为 15 mA, 那么即使运放全部输出电流都供给负载, 则最大输出电压 $U_{O(max)} = 15 \text{ mA} \times 50 \Omega = 0.75 \text{ V}$ 。若要求最大输出电压 $U_{O(max)} = 10 \text{ V}$, 则运放最大输出电流 $I_{O(max)} \geq 10 \text{ V} / 50 \Omega = 200 \text{ mA}$ 。一般运放根本承受不起, 必须换一个负载能力更强的运放。有一种运放叫“缓冲器”, 其增益为 1, 带宽很宽, 输出电流很大, 可作为驱动重负载的输出级。例如: TI 公司的高速缓冲器——BUF634, 最大输出电流达 250 mA, 压摆率 $SR = 2000 \text{ V}/\mu\text{s}$, 有内部电流限制和热关断保护, 可用于阀门驱动器、螺线管或电磁线圈驱动器、运算放大器电流提升器、传输线驱动器、耳机驱动器、马达(电机)驱动器以及测试设备等。

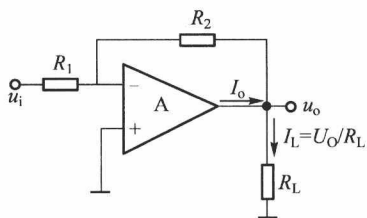


图 5.11.8 关于运放负载能力讨论的电路

本章小结

1. 本章主要介绍理想集成运算放大器在各个领域的应用, 包括比例放大、相加、相减、积分、微分、 U/I 、 I/U 、对数、反对数、乘除、精密二极管电路等。在上述应用中, 几个重要的概念是“虚地”、“虚短路”。运放本身不索取输入电流, “虚断路”(即 $I_i = 0$, 但输出电流并不为零)等。

2. 运放构成的电路形式繁多。任何复杂的电路都可以分解为若干简单的电路来进行分析。在运放作为线性元件的应用电路中, 最基本的电路是反比例放大器 and 同比例放大器。掌握了这两个电路, 其他大部分电路都可以迎刃而解。

3. 运放类型很多, 本章专门介绍高速电流反馈型运放、仪表放大器以及增益可控放大器

(PGA 与 VCA)的基本原理和应用。

4. 运放开环应用可作为电压比较器,完成波形整形、电平鉴别、脉冲调宽等功能,专用电压比较器的许多性能优于运放开环应用电压比较器,其输出电平可与 TTL 或 CMOS 数字电路相兼容,转换速度也比较快。

5. 实际运放并非完全是理想器件,其外特性是由它的性能指标来表征的,应用中要根据设计要求选择合适的运放型号,以免运放非理想参数影响电路性能。

6. 运放应用中要注意电源供给、电源去耦等问题,如果用单电源,则必须在输入端填一个 $U_{CC}/2$ 的直流电平,以保证运放内部的直流工作点。必要时加保护电路。当负载很重时,要注意运放的驱动能力。

习题

5-1 电路如图 P5-1 所示,试求输出电压和输入电压的关系式。

5-2 理想运放组成的电路如图 P5-2(a) 所示,设输入信号 u_{i1} 为 1 kHz 正弦波, u_{i2} 为 1 kHz 方波,如图 P5-2(b) 所示,试求输出电压和输入电压的关系式及波形。

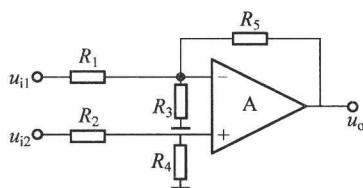
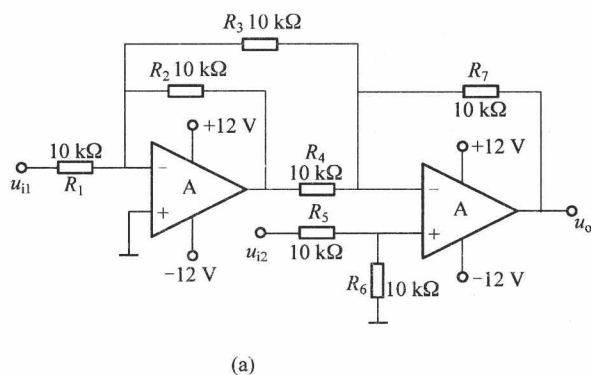
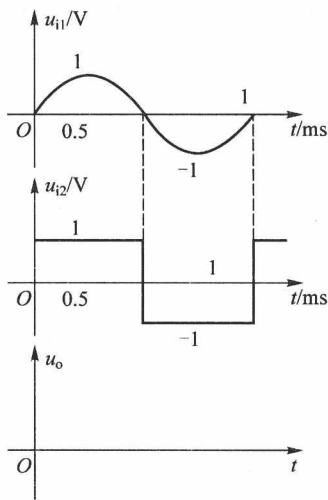


图 P5-1



(a)



(b)

图 P5-2

(a) 电路图 (b) 波形图

5-3 运放组成的电路如图 P5-3(a)、(b) 所示,试分别画出传输特性 $u_o = f(u_i)$ 若输入信号 $u_i = 5 \sin \omega t$ (V), 试分别画出输出信号 u_o 的波形。

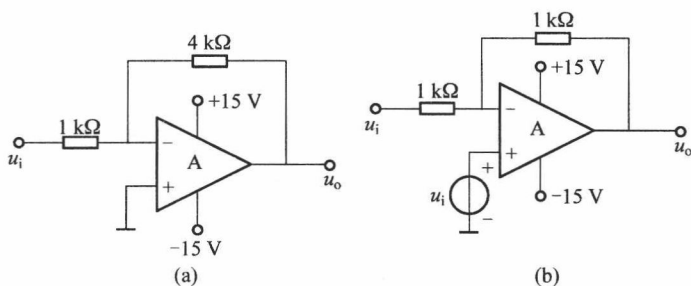


图 P5-3

5-4 理想运放构成的电路分别如图 P5-4(a) ~ (d) 所示, 试求图 P5-4(a) ~ (d) 电路的输出电压 u_o 值。

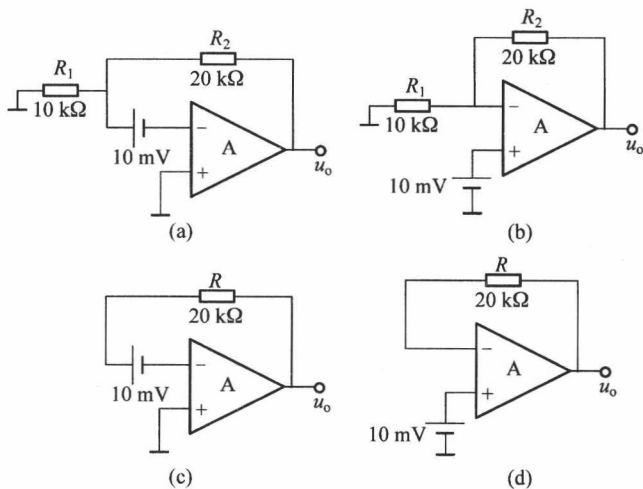


图 P5-4

5-5 设计一个反比例放大器, 要求最大电阻值为 $300 \text{ k}\Omega$, 输入输出关系为 $u_o = -(7u_{i1} + 14u_{i2} + 3.5u_{i3} + 10u_{i4})$ 。

5-6 图 P5-6 所示为同相比例放大器。若 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 8.3 \text{ k}\Omega$, $R_f = 50 \text{ k}\Omega$, $R_L = 4 \text{ k}\Omega$, 求 u_L/u_i ; 当 $u_i = 1.8 \text{ V}$ 时, 负载电压 u_o 为多少?

5-7 理想运放组成的电路如图 P5-7 所示, 试分别求 u_{o1} 、 u_o 与 u_i 的关系式。

5-8 理想运放构成的电路如图 P5-8 所示, 求 u_o 。

5-9 如图 P5-9 所示为反向输入求差电路, 求输入与输出的关系。

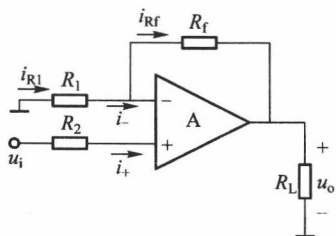


图 P5-6

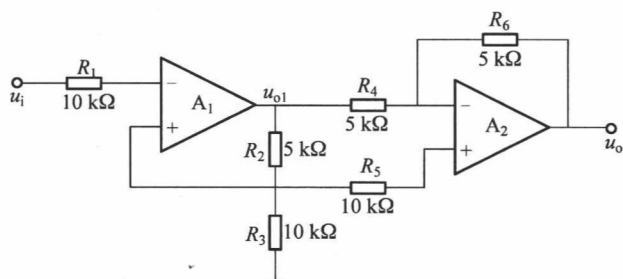


图 P5-7

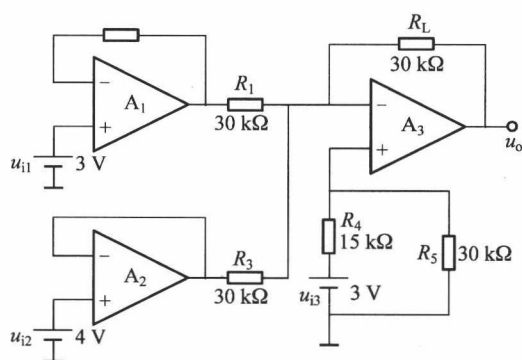


图 P5-8

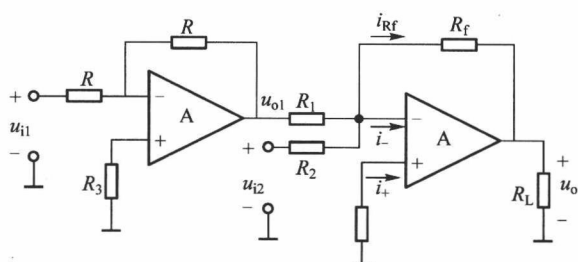


图 P5-9

5-10 运算放大器构成的仪用放大器如图 P5-10 所示,试回答:

(1) 增益 $A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{i2} - \dot{U}_{i1}} = ?$

(2) 最大增益 $A_{u\max}$ 和最小增益 $A_{u\min} = ?$

(3) 电容 C 取值很大,对信号呈现短路状态,那么 C 有什么作用?

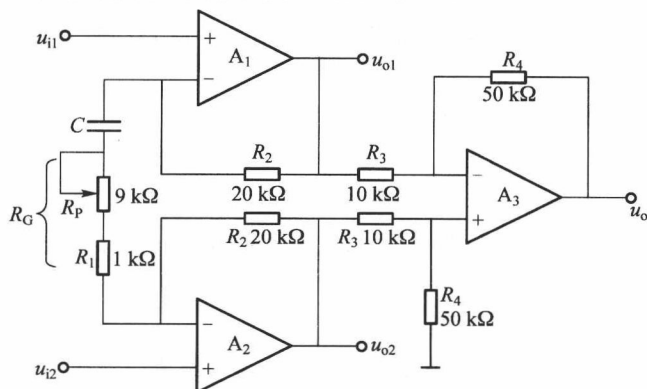


图 P5-10

5-11 积分器电路分别如图 P5-11(a)、(b) 所示, 试分别求输入输出关系的时域表达式和频域表达式, 以及复频域表达式。

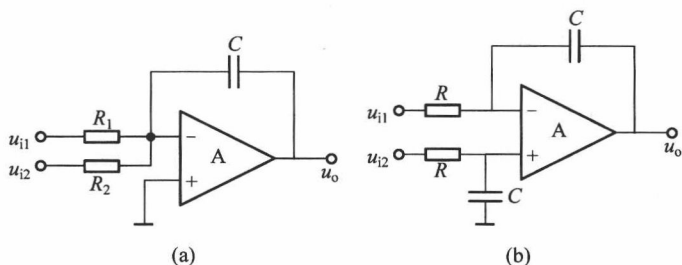


图 P5-11

5-12 微分器电路及输入波形如图 P5-12 所示, 设电容 $u_c(0) = 0$ V, 试求输出电压 u_o 的波形图。

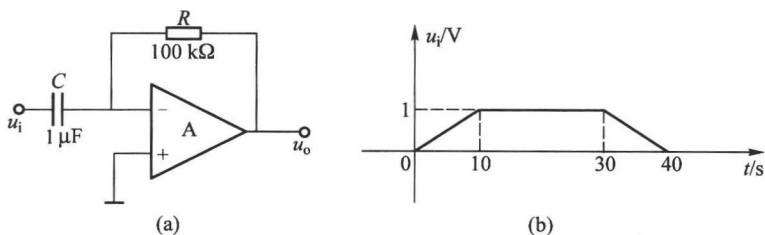


图 P5-12

5-13 用积分器实现微分运算的电路如图 P5-13 所示, 试推导输入输出关系式 (分别给出频域表达式和时域表达式)。

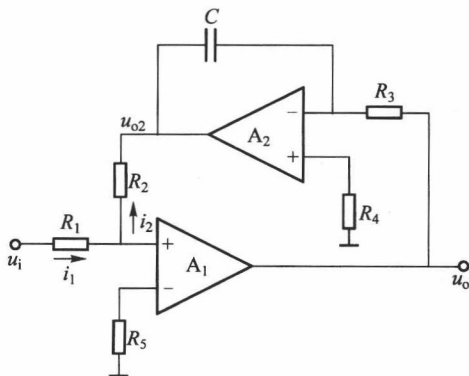


图 P5-13

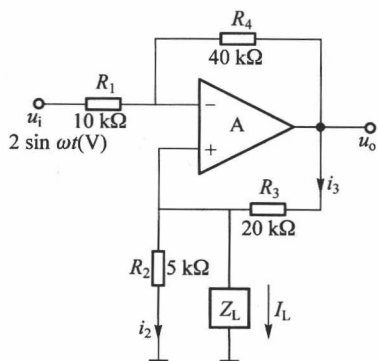


图 P5-14

5-14 电路如图 P5-14 所示, 分析该电路的功能, 并计算 I_L 。

5-15 由对数与反对数电路构成的模拟运算电路如图 P5-15 所示, 试求 u_o 的表达式。

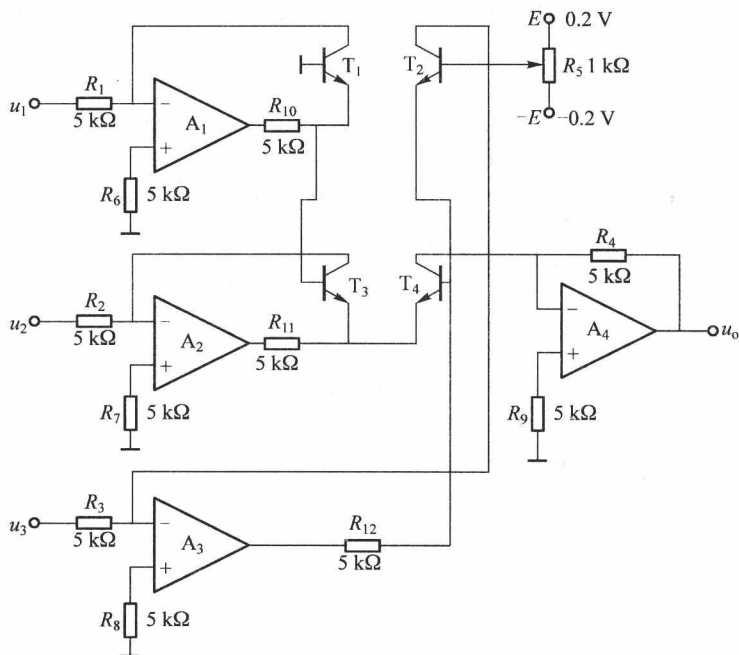


图 P5-15

5-16 对数放大器电路如图 P5-16 所示。

- (1) 说明对管 T_1 、 T_2 的作用。
- (2) 说明热敏电阻 R_4 的作用。
- (3) 证明输出电压 u_o 的表达式为

$$u_o = - \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \frac{u_i}{U_R} \right)$$

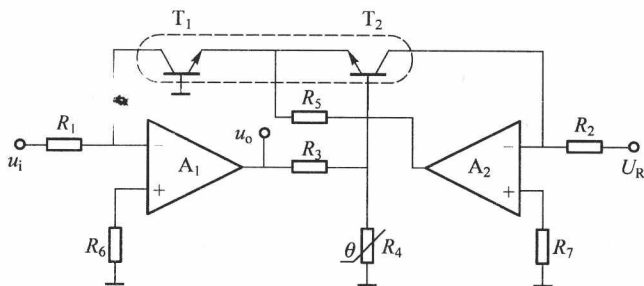


图 P5-16

5-17 分别设计实现下列运算关系的电路。

- (1) $u_o = 5(u_{i1} - u_{i2})$
- (2) $u_o = 3u_{i1} - 4u_{i2}$

$$(3) u_o = \frac{1}{RC} \int u_i dt$$

$$(4) u_o = K_1 \ln K_2 u_i$$

5-18 电路如图 P5-18 所示, $u_{i2} < 0, k = -0.1$, 为了使电路实现除法运算:

- (1) 标出集成运放的同相输入端和反相输入端;
- (2) 求出 u_o 与 u_{i1} 及 u_{i2} 的运算关系式。

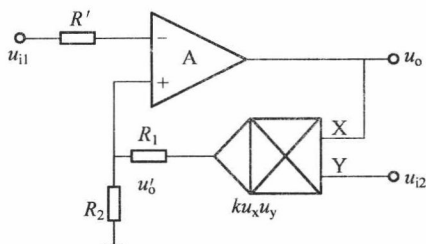


图 P5-18

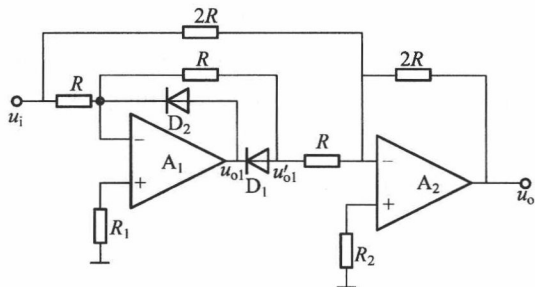


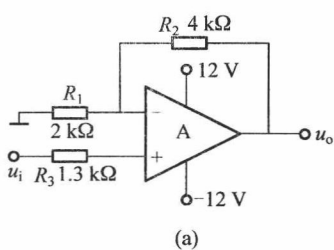
图 P5-19

5-19 如图 P5-19 所示电路中, A_1 组成一半波整流电路, A_2 组成一加法电路, 二者构成全波整流电路。

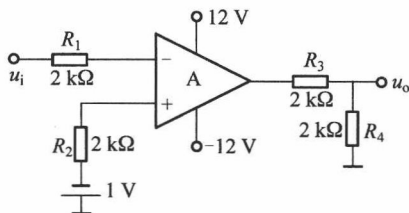
- (1) 试画出电路输入-输出特性 $u_o = f(u_i)$;
- (2) 试画出 $u_i = 10 \sin \omega t$ (V) 时, u'_{o1} 和 u_o 的波形;
- (3) 说明这一电路具有绝对值的运算功能。

5-20 电路如图 P5-20(a)、(b) 所示, 设输入信号 $u_i = 2 \sin \omega t$ (V)

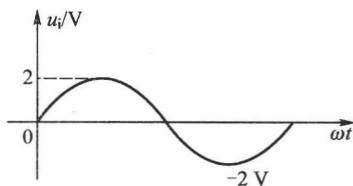
- (1) 判断各电路的功能;
- (2) 画出各自的输出波形。



(a)



(b)



(c)

图 P5-20

5-21 理想运算组成图 P5-21 所示的电压比较电路。已知运放输出 $\pm u_{omax} = 12\text{ V}$, 二极管导通压降为 0.7 V , 发光二极管导通压降为 1.4 V 。

- (1) 试回答在什么条件下, LED 灯亮;
- (2) 设 LED 工作电流为 $5 \sim 30\text{ mA}$, 确定限流电阻 R 的范围。

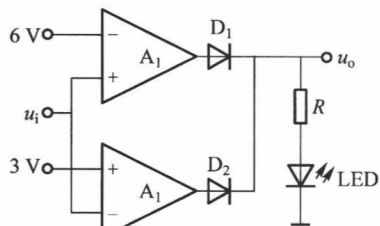


图 P5-21

5-22 集成运放应用电路如图 P5-22 所示。

- (1) 为保证(a)、(b)电路为负反馈放大器, 请分别指出运放的两个输入端①、②哪个是同相输入端? 哪个是反向输入端?
- (2) 试给出 u_{o1} 、 u_{o2} 的信号分量与 u_i 的关系式。

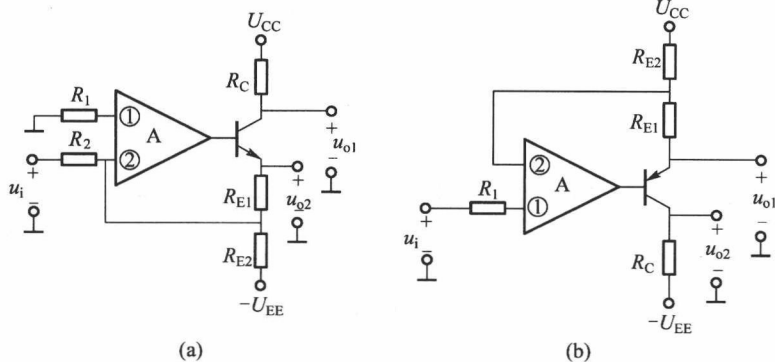


图 P5-22

第六章 基于集成运算放大器的 有源 RC 滤波器分析与设计

有源滤波电路是一种实现频率选择的信号处理电路,一般由 RC 网络和集成运算放大器组成,主要用于小信号处理。按其幅频特性可分为低通、高通、带通、带阻和全通五种电路。应用时应根据有用信号、无用信号和干扰等信号所占频段来选择合理的类型。

本章首先介绍了滤波器的基本概念,包括滤波器的分类,有源滤波器的特点,理想滤波器及其逼近方法,以及几种常用的逼近理想滤波器响应的函数。其次,介绍了一阶无源和有源滤波器的实现电路及分析方法。然后,讨论了二阶有源滤波器理论,包括二阶低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器和全通滤波器的传递函数及性质,二阶压控电压源型滤波器的电路实现及工程设计,二阶无限增益多路反馈滤波器的电路实现及工程设计,状态变量有源滤波器的结构形式及分析方法。最后讨论了开关电容电路的基本概念、基本电路的工作原理和基本分析方法,同时分析了开关电容电路构成的积分电路。

本章公式较多,可作为工程设计时查阅和参考的资料,不要求记忆。重在概念以及分析问题和解决问题的方法与思路。

6.1 滤波器的概念

6.1.1 滤波器的特性

滤波器在无线电通信、信号检测、自动控制和电子测量等领域有着广泛的应用。滤波电路的种类很多,根据所用元件的不同,可以分为无源滤波器和有源滤波器。无源滤波器均由无源元件 R 、 L 、 C 组成,其主要缺点是体积大,带负载能力差。而有源滤波器由集成运算放大器和 RC 网络组成,具有体积小、带负载能力强等优点。

滤波电路的模型如图 6.1.1 所示,它通常是一个线性时不变网络。图中 $u_i(t)$ 为输入信号, $u_o(t)$ 为输出信号。在复频域内,滤波电路的电压传递函数表示为

$$H_u(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} \quad (6.1.1a)$$

对于正弦稳态系统,令 $s = j\omega$, 则

$$H_u(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = |H_u(j\omega)| \exp(j\varphi(\omega)) \quad (6.1.1b)$$

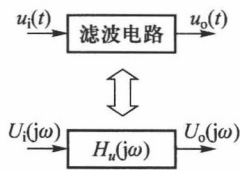


图 6.1.1 滤波电路的模型

$$\tau(\omega)=\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$$

(6.1.1c)

其中,传递函数的模 $|H_u(j\omega)|$ 称为滤波电路的幅频特性,相角 $\varphi(\omega)$ 称为相频特性, $\tau(\omega)$ 称为时延特性(也称群延迟)。滤波电路通常是以幅频特性和相频特性来表征其传输特性的。

根据工作频带,可以将滤波器分为低通滤波器(Low-Pass Filter,简写 LPF)、高通滤波器(High-Pass Filter,简写 HPF)、带通滤波器(Band-Pass Filter,简写 BPF)、带阻滤波器(Band Reject Filter,简写 BRF)和全通滤波器(AFP)五种基本类型。其幅频特性如图 6.1.2 所示。图中的虚线表示理想幅频特性,实线表示实际滤波器的幅频特性。允许低频信号通过而高频信号被衰减的滤波电路称为低通滤波器;允许高频信号通过而低频信号被衰减的滤波电路称为高通滤波器;允许某一频段内的信号通过,低于下限截止频率且高于上限截止频率的信号全部被衰减的滤波电路称为带通滤波器;只衰减某一频段内的信号,而其他频率的信号都允许通过的滤波电路称为带阻滤波器。能通过信号的频率范围称为通带,阻止或衰减的信号频率范围称为阻带。通带和阻带分界点的频率称为截止频率或者转折频率。在图 6.1.2 所示的幅频特性中, f_L 和 f_H 分别为下限截止频率和上限截止频率, f_0 为中心频率, A_{up} 为通带电压增益。此外还有一种传递函数的幅值与频率无关,而相移是频率的函数的滤波器,称为全通滤波器。

由图 6.1.2 可知,实际滤波器的频率特性在通带内略有起伏。在通带和阻带之间存在着过渡带。一般将增益下降到通带增益的某个倍数(通常为 0.707,即 -3 dB)时所对应的频率称为滤波器的截止频率。对于低通滤波器而言,当频率高于截止频率时,输出经过一个过渡带后才下降到一个比较小的值。即使在阻带,输出仍然可能具有一定的起伏,并不一定是单调地下降到零。

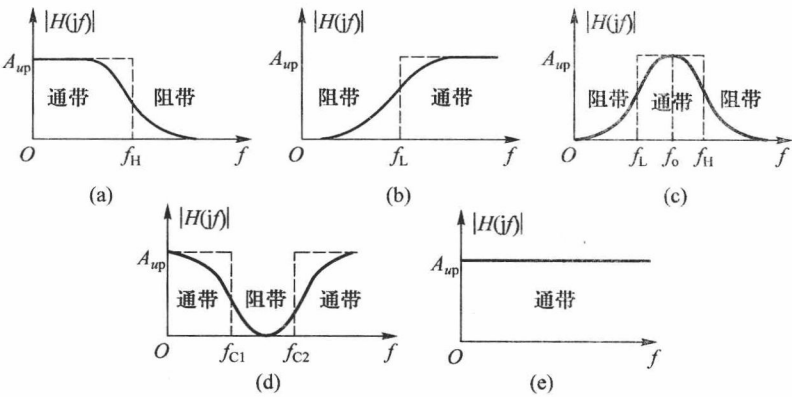


图 6.1.2 五种常用滤波器特性

(a) 低通滤波器 (b) 高通滤波器 (c) 带通滤波器 (d) 带阻滤波器 (e) 全通滤波器

集成运放的出现推动了有源滤波器理论和应用的快速发展,也为有源滤波器的集成化提供了基础。由运放以及适当的 R 、 C 元件所构成的有源滤波器可以实现低通、高通、带通及带阻滤波功能。与经典的无源 R 、 L 、 C 滤波器相比,它具有下列突出优点:

- (1) 输入阻抗高,输出阻抗低,输入、输出之间具有优良的隔离性能,所以各级之间均无阻抗匹配的要求;
- (2) 由于不使用电感,体积和重量大幅度减小;

(3) 在低频段及超低频段的滤波功能上,具有 LC 滤波器无法比拟的优越性,低端截止频率甚至可以扩展到 10^{-3} Hz,如果使用电位器、可变电容器,有源滤波器的频率精度可以达到 0.5% ;

(4) 在通频带内传递函数的系数可以灵活调整,易于制作截止频率或中心频率连续可调的滤波器,且调整容易;

(5) 设计有源滤波器比设计 LC 滤波器更具灵活性,也可得到电压增益。

然而,有源滤波器也有它自身的缺点,首先,有源滤波器以集成运放作有源元件,所以一定需要电源。其次,输入小信号时,要受到运放带宽有限的限制;输入大信号时,受运放压摆率的限制。这就决定了有源滤波器不适用于高频范围。目前实用范围大致在 100 kHz 左右,随着高速宽带运放的发展,实用范围可扩展到 10 MHz 左右,最大 Q 值被限为 20 ~ 30 之间。当频率高于 10 MHz 时,无源滤波器则更显得优越。

6.1.2 理想滤波器的逼近方法

由图 6.1.2 所示的各种滤波器的幅频特性曲线可知,理想滤波器的幅频特性曲线(如图虚线所示),从通带到阻带的过渡均为阶跃式变化。这种滤波器在工程上是不可能实现的,唯一可取的可实现方法是采用物理可实现函数来逼近这个传输特性,使其幅频特性逼近理想滤波器的特性。幅频特性的近似方法主要有最平幅度近似和等波纹近似。最平幅度近似就是在通带(或阻带)里,幅值在允许的误差范围内单调地或平坦地随频率变化,只有一个频率的幅值与要求相符;等波纹近似就是在通带(或阻带)内,幅值在允许的误差范围内波浪式地随频率变化,因而在好几个频率上的幅值与要求相符。

常用的逼近理想特性的可实现函数可分为最平幅度滤波器(又称 Butterworth 滤波器),通带等波纹滤波器(又称 Chebyshev 滤波器),阻带等波纹滤波器(又称 Inverse Chebyshev 滤波器),通、阻带等波纹滤波器(又称 Cauer-Chebyshev 滤波器或椭圆函数滤波器)和线性相位滤波器(又称 Bessel 滤波器)。这些滤波器的传递函数均可写成下面的有理多项式形式

$$H(s) = A \frac{s^m + b_{n-1}s^{m-1} + \cdots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0} \quad (n \geq m) \quad (6.1.2)$$

式中, m, n 为正整数,且 $n \geq m$ (以保证 $s \rightarrow \infty, H(s) \rightarrow 0$),分母 s 的最大指数 n 决定了分母多项式的根(称之为“极点”)的数目,同理, m 决定了分子多项式的根的数目(称之为“零点”),“极点”数决定了滤波器的“阶数”。它与电路中有几个独立的“储能元件”(即独立电容、电感的数目)有关,一个高阶滤波器可以由若干个一阶和二阶滤波器级联而成,所以,我们将重点放在一阶和二阶滤波器的分析与设计上。

另外,式(6.1.2)中多项式的系数 a_0, a_1, \cdots 和 b_0, b_1, \cdots 决定了滤波器的类型,如低通、高通、带通、带阻和全通等,也决定了同类滤波器(如低通)的幅频与相频特性曲线的形状。

1. 巴特沃斯滤波器

巴特沃斯滤波器是一种最平低通响应滤波器。其特点是幅频响应在通带内具有最平坦的幅度,由通带到阻带衰减陡度较缓,相频特性具有非线性特点。对阶跃信号的响应有过冲和振铃现象。巴特沃斯滤波器是一种通用型滤波器,又称为最平幅度滤波器,其幅频特性如图 6.1.3 所示。

2. 切比雪夫滤波器

切比雪夫滤波器是在通带内具有等纹波响应特性的滤波器,是理想滤波器响应的另一种物理

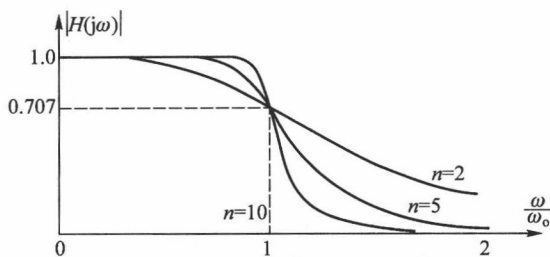


图 6.1.3 巴特沃斯低通滤波器幅频特性

可实现逼近,其基础是切比雪夫多项式。切比雪夫滤波器的特点有:在通带内是等纹波响应,在通带内最初的相对值最小,幅频衰减陡度比同阶数巴特沃斯特性更陡度,这与巴特沃斯响应形成对照。另外,与 $\omega=0$ 处相比,它在截止角频率处的幅值衰减 3 dB。在阶数 n 一定时,波纹越大,幅频衰减陡度越陡。相频响应也具有非线性特征,切比雪夫低通滤波器特性如图 6.1.4 所示。

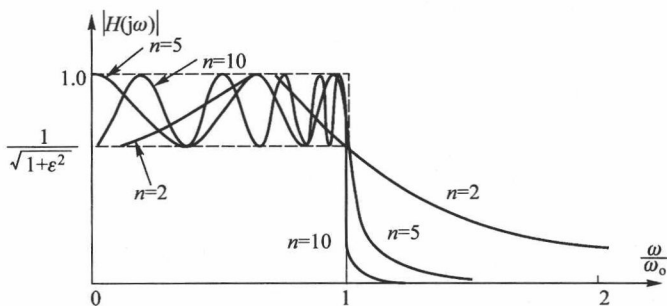


图 6.1.4 切比雪夫低通滤波器特性

3. 椭圆滤波器

椭圆滤波器的特点是在通带和阻带中幅频特性都不是单调平滑的,但有最陡峭的边界特性。椭圆滤波器的基础是椭圆函数。由于椭圆函数具有零点和极点,能够使响应曲线在通带内出现若干峰点和在阻带内出现若干谷点,因此椭圆滤波器的幅频特性如图 6.1.5 所示,椭圆滤波器和前面介绍的滤波器不同之处在于:传递函数的零点不仅在 ω 为无穷大处,而且可以设置在边界频率附近,由此获得更陡峭的边界频率特性。

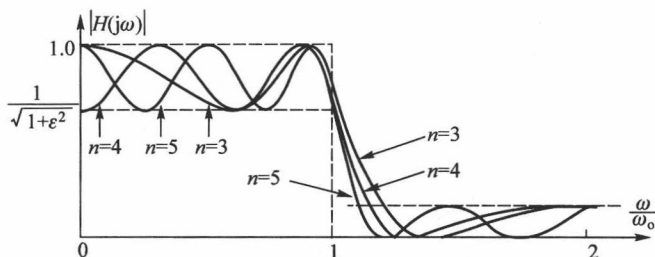


图 6.1.5 椭圆滤波器

4. 贝塞尔滤波器

滤波器除了会改变不同频率输入信号的幅度外,还会对各种频率的输入信号产生一个延迟。这种延迟会引起线性失真。贝塞尔滤波器是群延迟具有最大平坦(线性相位响应)特性的滤波器,其基础是德国数学家弗雷德里希·贝塞尔提出的 Bessel 函数。贝塞尔滤波器的最大特点是延时特性最平坦,幅频特性最平坦区较小,从通带到阻带衰减缓慢,阶跃响应没有过冲或振铃现象。贝塞尔滤波器能够无失真的传送诸如方波、三角波等频谱很宽的信号。但其截止特性相当差,选择性比同阶(或极数)的巴特沃斯滤波器或切比雪夫滤波器要差。因此,为了达到特定的阻带衰减水平,需要设计更高阶的贝塞尔滤波器。

应当指出的是巴特沃思滤波器的幅频特性与相频特性都比较均衡,在实际中应用最广。切比雪夫滤波器的相位响应较差。因此当主要着眼于传输对各频率分量的相对幅度要求较高而对它们的相位关系要求不严的信号(例如声音信号)时,可选用切比雪夫滤波器。

若所传输的是图像,情况将完全相反。这时要求有线性的相频特性而对幅度的某些变化则不作苛求。为此,应选择以逼近相频特性为侧重点的贝塞尔近似函数。

6.1.3 二阶滤波器的传递函数

传递函数的分子、分母都是 s 的二次多项式的滤波器叫双二次滤波器。其传递函数可表示为

$$H(s) = H \frac{s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (6.1.3)$$

下面讨论的二阶低通、高通、带通、带阻滤波器属于式(6.1.3)的特例。

1. 二阶低通滤波器

全极点二阶低通滤波器是一种典型的二极点系统,其传递函数的常见形式为

$$H(s) = \frac{H(0)\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.1.4)$$

式中 $H(0)$ 是 $\omega=0$ 时的幅值, ω_0 是转折频率。如果用 ω_0 和 $H(0)$ 将 ω 和 $|H(j\omega)|$ 归一化,则对于不同的 Q 值,式(6.1.3)的幅频特性与零、极点图如图 6.1.6 所示。当 $Q=\sqrt{2}$ 时可得到巴特沃斯二阶低通滤波器。

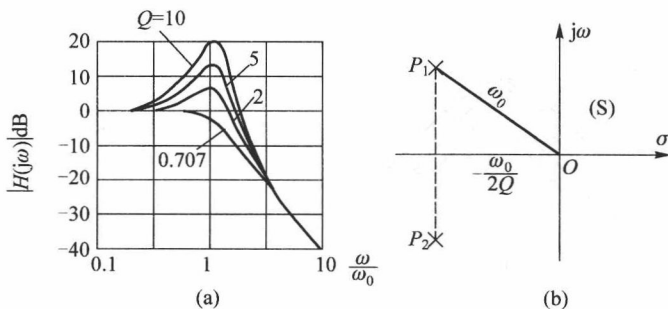


图 6.1.6 二阶低通滤波器的幅频特性与零极点图

(a) 幅频特性 (b) 零极点图

2. 二阶高通滤波器

二阶高通滤波器的传递函数如下式所示

$$H(s) = \frac{H(\infty)s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.1.5)$$

它有一个取值为零的二重零点和一对共轭极点。零极点图和频率特性曲线如图 6.1.7 所示。

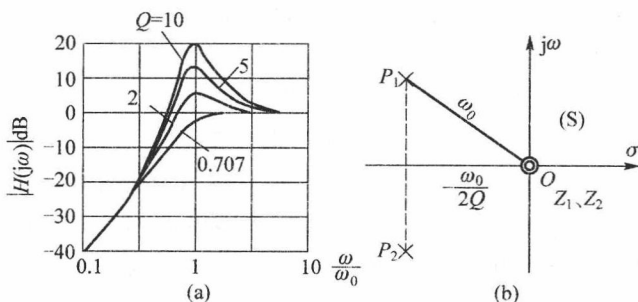


图 6.1.7 二阶高通滤波器的幅频特性与零极点图

(a) 幅频特性 (b) 零极点图

3. 二阶带通滤波器

二阶带通滤波器的传递函数如下式所示

$$H(s) = \frac{H(\omega_0) \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.1.6)$$

它有一个 $s=0$ 的零点和一对共轭极点, 图 6.1.8(a)、(b) 是其幅频特性曲线及零、极点分布图。由图 6.1.8(a) 可知, 在 $\omega = \omega_0$ 时, $H(\omega_0) = 1$ 。 ω_H 和 ω_L 是比 ω 处的增益低 3 dB 的频率, 通带宽度 $BW = \omega_H - \omega_L$ 。 Q 值决定了滤波器的选频性能

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_H - \omega_L} = \frac{\omega_0}{BW} \quad (6.1.7)$$

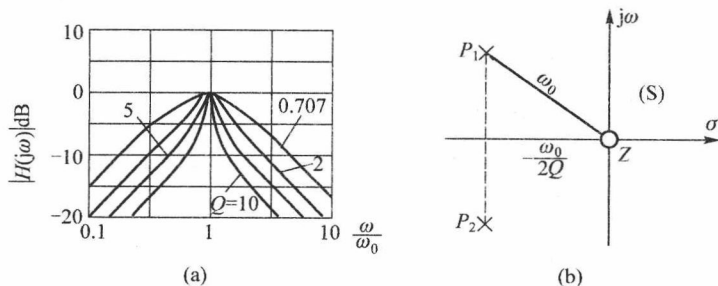


图 6.1.8 二阶带通滤波器的幅频特性与零极点图

(a) 幅频特性 (b) 零极点图

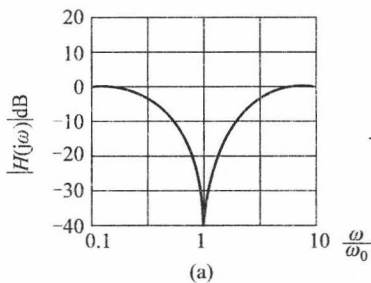
可见, Q 值越高, 带宽越窄, 选频性能越好。但要注意, 在远离 ω_0 的区域, 幅频特性曲线的斜率都是 -20 dB/十倍频程 的规律下降的。

4. 二阶带阻滤波器

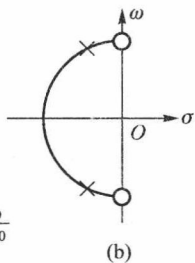
带阻滤波器又叫陷波器。二阶带阻滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{H(0)(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.1.8)$$

它有两个零点和一对共轭极点。带阻滤波器的幅频特性曲线与零极点图如图 6.1.9(a)、(b) 所示。这种滤波器是对称陷波器。 Q 值越大, 陷波特性越锐。



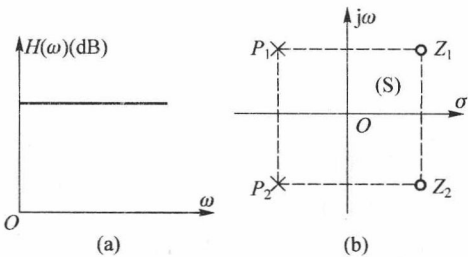
(a)



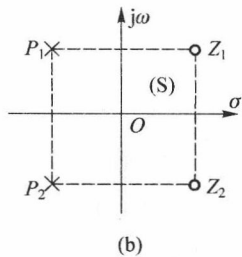
(b)

图 6.1.9 二阶带阻滤波器的幅频特性与零极点图

(a) 幅频特性 (b) 零极点图



(a)



(b)

图 6.1.10 二阶全通滤波器的幅频特性与零极点图

(a) 幅频特性 (b) 零极点图

5. 二阶全通滤波器

二阶全通滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{H(0)(s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.1.9)$$

它在 s 平面的左半平面有一对共轭极点, 在右半平面有一对共轭零点, 零点与极点成镜像关系。显然, 其幅度与频率无关, 即所有频率的信号均可通过, 所以称全通滤波器。这种滤波器的相位在 $\omega=0 \sim \infty$ 的范围内移动 2π 弧度, 可用作相位延迟和相位校正。全通滤波器的幅频特性及零极点图如图 6.1.10(a)、(b) 所示。

6.2 一阶有源 RC 滤波器的电路实现

6.2.1 无源滤波电路

由无源元件电阻、电容和电感组成的滤波电路称为无源滤波电路。一阶无源 RC 低通滤波器如图 6.2.1(a) 实线所示。当信号频率趋于零时, 电容的容抗趋于无穷大, 故通带放大倍数为 1。频率从零到无穷大时的电压传递函数为

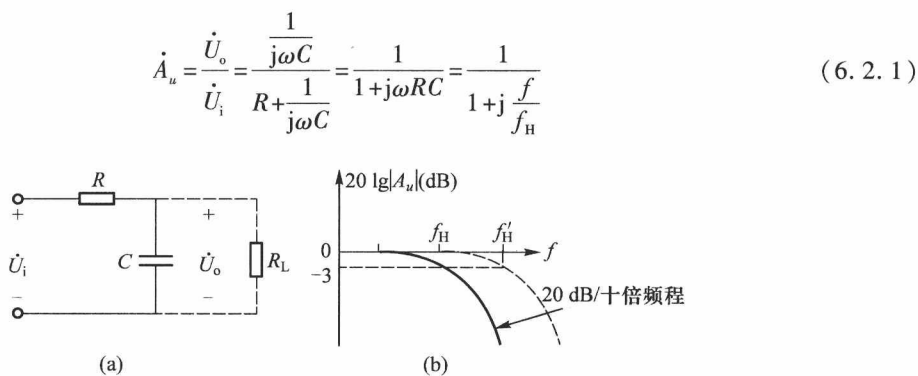


图 6.2.1 一阶无源 RC 低通滤波器

(a) 一阶无源 RC 滤波器电路 (b) 幅频特性

式中, $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ 称为通带的上限频率。其幅频特性曲线如图 6.2.1(b) 实线所示。由图可知, 当 $f > f_H$ 时, 幅频特性的衰减斜率为 -20 dB/十倍频程 , 因此通带到阻带的过渡比较缓慢。

当图 6.2.1(a) 所示电路带虚线所示负载时, 电压传递函数为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_L // \frac{1}{j\omega C}}{R + R_L // \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{R_L}{R + R_L}}{1 + j\omega(R // R_L)C} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f'_H}} \quad (6.2.2)$$

通带的电压放大倍数为

$$A_0 = \frac{R_L}{R + R_L},$$

截止频率

$$f'_H = \frac{1}{2\pi(R // R_L)C}$$

幅频特性曲线如图 6.2.1(b) 中虚线所示。

比较式(6.2.1)和式(6.2.2)可知, 无源滤波器存在两个主要问题: 第一是带负载能力差, 第二是低频时必须用大阻值电阻、大电容或大电感。大电容和大电感的体积大, 价格贵, 但若为了减小电容或电感值, 而采用大阻值电阻的话, 滤波器的负载能力更差, 零频率输出电压更小, 也是不利的。采用有源滤波器可圆满解决上述问题。

6.2.2 一阶有源低通滤波器

为了使负载不影响滤波特性, 可在无源滤波电路和负载之间加一个有高输入电阻、低输出电阻的隔离电路, 最简单的方法就是加一个运算放大器作为放大器件和隔离电路, 如图 6.2.2 所示。在集成运放功耗允许的情况下负载变化时, 放大倍数的表达式保持不变, 因此频率特性不变。

图 6.2.2(a) 所示为同相输入一阶有源低通滤波电路, 相当于一阶无源 RC 加一级同相比例放大器。由图可知

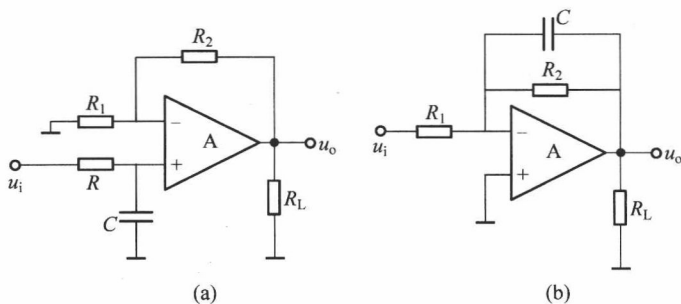


图 6.2.2 一阶有源 RC 低通滤波器

(a) 同相输入一阶有源 RC 低通滤波器 (b) 反相输入一阶有源 RC 低通滤波器

$$\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \dot{U}_+ = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\frac{1}{j\omega C_0}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_i = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j\omega RC} \dot{U}_i \quad (6.2.3)$$

设通带增益 $A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, 上限频率 $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$, 则

$$\dot{U}_o = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \dot{U}_i = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_H}} \dot{U}_i \quad (6.2.4)$$

图 6.2.2(b) 所示为反相输入一阶有源低通滤波电路。由图可知

$$A_u(j\omega) = -\frac{R_2 // \frac{1}{j\omega C}}{R_1} = \frac{-R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega R_2 C} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \quad (6.2.5)$$

其幅频特性为

$$|A_u| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \quad (6.2.6a)$$

式(6.2.6a)中, 通带增益 $A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$, 上限频率 $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_2 C}$, 其相频特性为

$$\varphi(jf) = -180^\circ - \arctan \frac{f}{f_H} \quad (6.2.6b)$$

式(6.2.6b)中, 由 $R_2 C$ 引入的附加相移为

$$\Delta\varphi(jf) = -\arctan \frac{f}{f_H} \quad (6.2.7)$$

图 6.2.2(b) 所示电路的幅频特性和相频特性如图 6.2.3 所示。

一阶有源滤波器的缺点是从通带到阻带衰减太慢, 与理想特性差距较大, 改进的方案是采用二阶低通滤波电路。

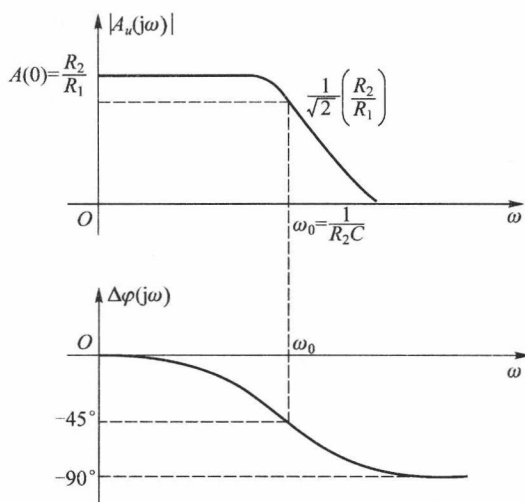


图 6.2.3 一阶有源低通滤波电路的幅频特性和相频特性

6.3 二阶有源 RC 滤波器的电路实现及工程设计

集成运放构成的二阶 RC 有源滤波电路有两种基本形式。在第一种形式中,运放接成同比例放大电路,放大电路增益有限,二阶 RC 网络接于同相输入端组成压控电压源 (Voltage-Controlled Voltage Source, 简写成 VCVS) 型滤波电路,也称为 Shallen-key 滤波器;在第二种形式中,运放接成反相输入方式,二阶 RC 网络接于反相输入端组成无限增益多路反馈型 (Multiple Feedback Filter, 简写成 MFB) 滤波电路, MFB 滤波器要求运放的 A_{ud} 很高。

6.3.1 二阶压控电压源型 (Shallen-key) 滤波器的电路实现及工程设计

Shallen-key 滤波器也称为有限增益正反馈滤波器,是工程上应用最广的滤波器之一,它是 Sallen 和 Key 于 1955 年提出的。其原型如图 6.3.1 所示。 $Y_1 \sim Y_5$ 代表元件的导纳,它们构成正反馈电路。运算放大器 A 和电阻 R_{f1} 、 R_{f2} 构成增益有限的闭环放大器,对同相端来说,增益为

$$A_F = \frac{u_o}{u_2} = \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}} \right)$$

假设所用的运算放大器是理想的,由图可以得

$$\begin{cases} (u_i - u_1) Y_1 = (u_1 - u_o) Y_2 + (u_1 - u_2) Y_3 + u_1 Y_4 \\ (u_1 - u_2) Y_3 = u_2 Y_5 \\ u_2 = u_o / A_F \end{cases} \quad (6.3.1)$$

解得

$$H = \frac{u_o}{u_i} = \frac{A_F Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 [Y_1 + Y_4 + Y_2 (1 - A_F)]} \quad (6.3.2)$$

式 (6.3.2) 是二阶 Shallen-key 滤波电路传递函数的一般表达式。只要适当选取电阻和电容来代

替 $Y_1 \sim Y_5$ 中相应的导纳可构成低通、高通、带通等二阶有源滤波电路。

1. 二阶有源低通滤波电路

图 6.3.1 所示模型中, 设 $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = sC_2$, $Y_3 = 1/R_3$, $Y_4 = 0$, $Y_5 = sC_5$ 则构成图 6.3.2 所示的二阶有源低通滤波器。将电路参数代入式 (6.3.2) 得二阶有源低通滤波电路传递函数表达式

$$H(s) = \frac{A_F / R_1 R_3 C_2 C_5}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1 - A_F}{R_3 C_5} \right) + \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}} \quad (6.3.3)$$

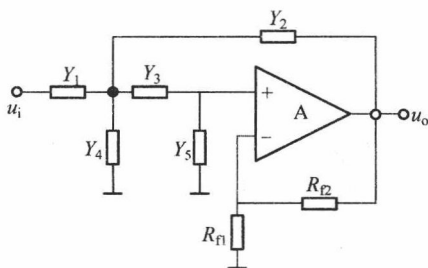


图 6.3.1 Shallen-key 滤波器

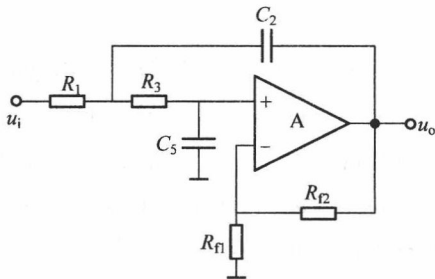


图 6.3.2 二阶低通滤波器

整理得

$$H(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{H(0)}{\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + 1} = \frac{H(0) \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (6.3.4)$$

在式 (6.3.4) 中, 低频增益 (又称通带增益) $H(0)$ 、特征角频率 ω_0 和等效品质因数 Q 分别为

$$\begin{cases} H(0) = A_F = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}} \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_5}} \\ Q = \frac{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_5}}{C_5 (R_1 + R_3) + R_1 C_2 (1 - A_F)} \end{cases} \quad (6.3.5)$$

对于正弦稳态系统, 令 $s = j\omega$, 可由式 (6.3.4) 得电路的频率特性为

$$H(j\omega) = \frac{H(0)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.3.6)$$

由此可知幅频响应和相频相应分别为

$$|H(j\omega)| = \frac{H(0)}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}} \quad (6.3.7)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan \frac{\omega / Q \omega_0}{1 - (\omega / \omega_0)^2} \quad (6.3.8)$$

根据式 (6.3.7) 可画出不同 Q 值时电路的归一化幅频特性, 如图 6.3.3 所示。由式 (6.3.7)

可知当 $\omega = \omega_0$ 时, 品质因数 $Q = |H(j\omega_0)|/H(0)$, 即 Q 是滤波电路在 $\omega = \omega_0$ 处的电压增益与通带增益之比值。另外由图 6.3.3 可得出下列结论:

- (1) Q 值的大小对幅频特性在 $\omega = \omega_0$ 附近的影响较大。
- (2) 当 $Q = 0.578$ 时, 称为 Bessel 滤波器, 低通特性单调下降且通带较窄;
- (3) 当 $Q = 1/\sqrt{2}$ 时, 幅频特性曲线最平坦, 称为 Butterworth 滤波器, 通常音频滤波器采用这种形式;
- (4) 当 $Q = 0.943$ 时, 称为 Chebyshev 滤波器, 低通特性有上翘, 易产生振铃, 使脉冲响应变坏;
- (5) 当 $Q > 1/\sqrt{2}$ 后, 特性曲线将出现峰值, Q 值越大, 峰值越高;
- (6) 当 $Q \rightarrow \infty$ 时, 电路将产生自激振荡。

又由式(6.3.7)可知, 在 $Q = 1/\sqrt{2}$ 情况下 $\omega = \omega_0$, $20 \lg |H(j\omega)/H(0)| = -3 \text{ dB}$, 即 3 dB 截止角频率为 ω_0 , 当 $\omega = 10\omega_0$ 时, $20 \lg |H(j\omega)/H(0)| = -40 \text{ dB}$, 即衰减率为 -40 dB/十倍频。显然, 其滤波效果比一阶滤波电路好得多。

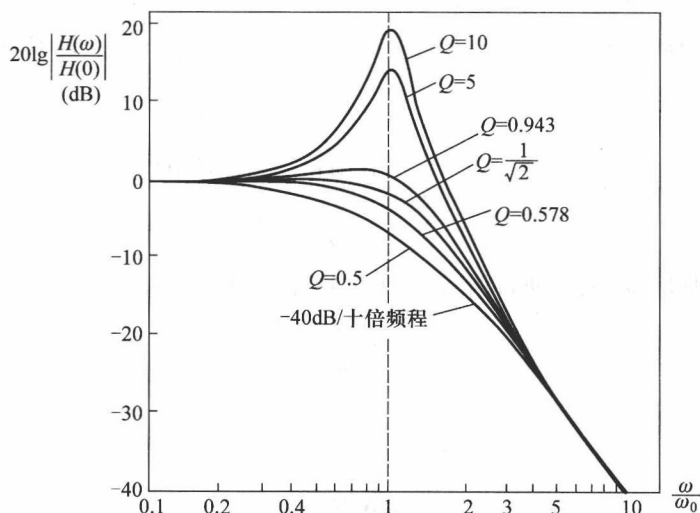


图 6.3.3 二阶 LPF 幅频响应

* 当 ω_0 和 Q 已知时, 二阶 Shallen-key 低通滤波器的设计方法主要有两种:

- (1) 令 $H(0) = A_F = 1$ (即 $R_n \rightarrow \infty$), 取 $R_3 = R_1 = R$, 并选 R 为某一标称值, 则

$$\omega_0 = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{C_2 C_5}}, \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_5}} \quad (6.3.9)$$

得到

$$C_2 = \frac{2Q}{\omega_0 R}, \quad C_5 = \frac{1}{2Q\omega_0 R} \quad (6.3.10)$$

- (2) 令 $R_1 = R_3 = R, C_5 = C_2 = C$, 则

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (6.3.11)$$

$$Q = \frac{1}{3-A_F} \quad (6.3.12)$$

当 $A_F = 1$ 时, $Q = 0.5$; 当 $A_F = 2$ 时, $Q = 1$, 可见 A_F 必须小于 3, 否则 Q 值太大, 会导致滤波器不稳定。选定 C 为标称值后, 可得

$$R = \frac{1}{\omega_0 C}, \quad \frac{R_{F2}}{R_{F1}} = 2 - \frac{1}{Q} \quad (6.3.13)$$

对于不同的滤波器类型, Q 的取值也不同, 对巴特沃斯滤波器 $Q = 1/\sqrt{2}$ 。

2. 二阶有源高通滤波电路

设 $Y_1 = sC_1$ 、 $Y_2 = 1/R_2$ 、 $Y_3 = sC_3$ 、 $Y_4 = 0$ 、 $Y_5 = 1/R_5$, 则得到图 6.3.4 所示的 Sallen-Key 二阶有源高通滤波器。将电路参数代入式 (6.3.2) 得二阶有源高通滤波电路传递函数表达式的传递函数为

$$H(s) = \frac{H(\infty)s^2}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_5C_1} + \frac{1}{R_5C_3} + \frac{1-A_F}{R_2C_1}\right) + \frac{1}{R_2R_5C_1C_3}} \quad (6.3.14)$$

整理得

$$H(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{H(\infty)}{\left(\frac{\omega_0}{s}\right)^2 + \frac{1}{Q}\frac{\omega_0}{s} + 1} = \frac{H(\infty)s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.3.15)$$

式中, 高频增益 (又称通带增益) $H(\infty)$ 、特征角频率 ω_0 和等效品质因数 Q 分别为

$$\begin{cases} H(\infty) = A_F = 1 + \frac{R_{F2}}{R_{F1}} \\ \omega_0^2 = \frac{1}{R_2R_5C_1C_3} \\ Q = \frac{\sqrt{R_2R_5C_1C_3}}{R_2(C_1+C_3) + R_5C_3(1-A_F)} \end{cases} \quad (6.3.16)$$

对于正弦稳态系统, 用 $s = j\omega$ 代入式 (6.3.15) 可得电路的频率特性为

$$H(j\omega) = \frac{H(\infty)}{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 + j\frac{1}{Q}\frac{\omega_0}{\omega}} \quad (6.3.17)$$

由式 (6.3.17) 得到幅频响应和相频相应分别为

$$|H(j\omega)| = \frac{H(\infty)}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{1}{Q}\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (6.3.18)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan \frac{\omega_0/Q\omega}{1 - (\omega_0/\omega)^2} \quad (6.3.19)$$

根据式 (6.3.18) 可画出不同 Q 值时电路归一化幅频特性, 如图 6.3.5 所示。由图可知。在 $Q =$

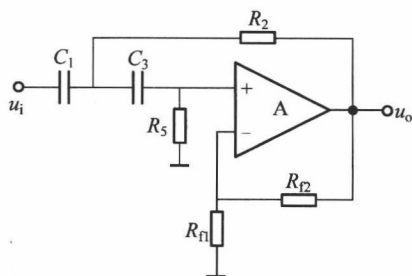


图 6.3.4 二阶高通滤波器

$1/\sqrt{2}$ 情况下,通带特性好,但通带与阻带之间的截止特性差,3 dB 截止角频率 $\omega = \omega_0$,而通带外衰减率为 +40 dB/十倍频程,可见其滤波效果比一阶 HPF 好得多。与此相反, $Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时,截止特性好,但通带中增益有波动。当需要更高的高通滤波性能时,可用两个以上的二阶高通滤波器串起来,组成四阶以上的高通滤波器,以满足实际需要

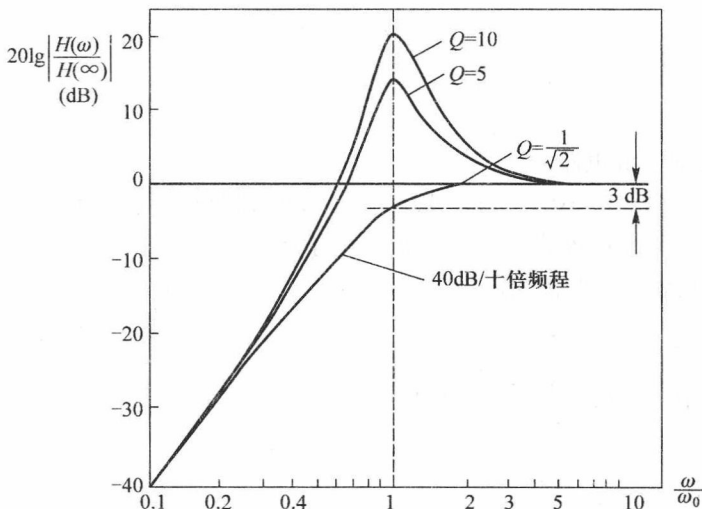


图 6.3.5 二阶高通滤波器幅频响应

* 当 ω_0 和 Q 已知时,二阶 Shallen-key 高通滤波器的设计方法主要有两种:

(1) 取 $R_2 = R_3 = R, C_1 = C_3 = C$, 则

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (6.3.20a)$$

$$Q = \frac{1}{3-A_F} = \frac{R_n}{2R_n - R_2} \quad (6.3.20b)$$

所以选定 C 为标称值后,各个电阻可由下式求得

$$R_5 = R_2 = \frac{1}{\omega_0 C}, \quad \frac{R_2}{R_n} = 2 - \frac{1}{Q} \quad (6.3.21)$$

(2) 取 $H(\infty) = A_F = 1, C_1 = C_3 = C$, 则

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_5 R_2}}, \quad \frac{1}{Q} = 2\sqrt{\frac{R_2}{R_5}} \quad (6.3.22)$$

得到

$$R_2 = \frac{1}{2Q\omega_0 C}, \quad R_5 = \frac{2Q}{\omega_0 C} = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_2} \quad (6.3.23)$$

3. 二阶 Sallen-Key 带通滤波器

Sallen-Key 带通滤波器可以看成是由截止频率为 f_L 的 HPF 和截止频率为 f_H ($f_H > f_L$) 的 LPF 串联组成,两者覆盖的通带就是 BPF 的带宽,则 BPF 的带宽为 $f_{BW} = f_H - f_L$ 。BPF 原理电路如图

6.3.6所示,图中 R_1 、 C_4 构成低通网络, R_5 、 C_3 构成高通网络,两者串联就组成了带通网络。设 $Y_1=1/R_1$ 、 $Y_2=1/R_2$ 、 $Y_3=sC_3$ 、 $Y_4=sC_4$ 、 $Y_5=1/R_5$,代入式(6.3.2),则得到二阶有源带通滤波电路传递函数表达式,其传递函数为

$$H(s) = \frac{sA_F/R_1C_4}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_5C_4} + \frac{1}{R_5C_3} + \frac{1}{R_1C_4} + \frac{1-A_F}{R_2C_4}\right) + \frac{1}{C_3C_4R_5}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)} \quad (6.3.24)$$

将式(6.3.24)与二阶通带滤波器标准传递函数对照,得中心频率增益 $H(\omega_0)$ 、中心频率 ω_0 和等效品质因数 Q 分别为

$$H(\omega_0) = \frac{A_F}{\frac{R_1C_4}{R_5C_3} + \frac{R_1}{R_5} + 1 + \frac{R_1}{R_2}(1-A_F)} \quad (6.3.25)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_3C_4R_5}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \quad (6.3.26)$$

$$Q = \frac{R_1R_2(C_3+C_4) + C_3R_5[R_2+R_1(1-A_F)]}{\sqrt{R_1+R_2}\sqrt{R_1R_2R_5C_3C_4}} \quad (6.3.27)$$

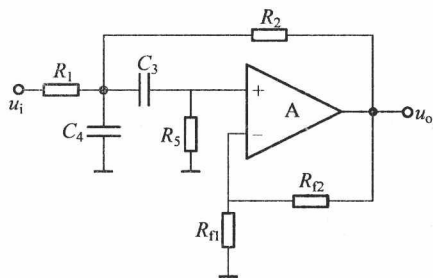


图 6.3.6 二阶带通滤波器

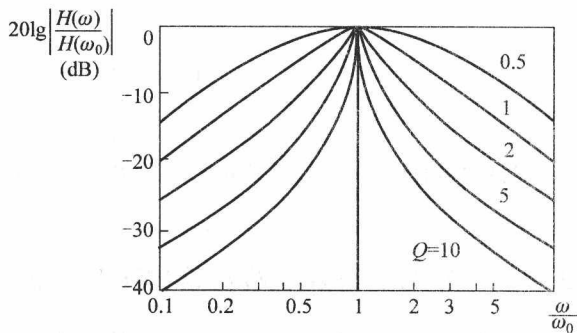


图 6.3.7 二阶带通滤波器幅频响应

对于正弦稳态系统,用 $s=j\omega$ 代入式(6.3.24)可得电路的频率特性为

$$H(j\omega) = \frac{H(\omega_0)}{1 - jQ\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)} \quad (6.3.28)$$

由式(6.3.28)得到幅频响应和相频相应分别为

$$|H(j\omega)| = \frac{H(\omega_0)}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (6.3.29)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan Q\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (6.3.30)$$

二阶 BPF 的归一化幅频特性如图 6.3.7 所示,其通频带可按下式计算

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} \quad f_{BW} = \frac{\omega_0}{2\pi Q}$$

可见, Q 值越高, 通带越窄。

综上所述可知, 二阶 VCVS 型滤波电路通带外幅度衰减率可达 ± 40 dB/十倍频程; 运放电路的闭环增益 A_{uf} 不仅影响通带增益 A_F , 而且影响滤波特性, 即集成运放的引入还可以改善滤波特性; 但滤波电路的特征角频率和中心频率与通带增益无关。此外, 电路的 Q 值不宜太大, 否则会产生自激振荡。

* 当 ω_0 和 Q 已知时, 二阶 Shallen-key 带通滤波器的设计方法如下

取 $R_1 = R_2 = R_3 = R, C_3 = C_4 = C$, 则

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC} \quad (6.3.31)$$

$$H(\omega_0) = \frac{A_F}{4 - A_F} \quad (6.3.32)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{\sqrt{2}}(4 - A_F) \quad (6.3.33)$$

任意选定 C 之后, 即可求得其他元件值

$$R = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0 C} \quad (6.3.34)$$

$$A_F = 4 - \frac{\sqrt{2}}{Q} = 1 + \frac{R_n}{R_n} \quad \text{或} \quad \frac{R_n}{R_n} = 3 - \frac{\sqrt{2}}{Q} \quad (6.3.35)$$

$$H(\omega_0) = 2\sqrt{2}Q - 1 \quad (6.3.36)$$

这种滤波器的缺点是 $H(\omega_0)$ 依赖于 Q , 或 $H(\omega_0)$ 与 Q 不能独立设计。但这个缺点可通过加放大级来解决。

6.3.2 二阶无限增益多路反馈(MFB)滤波器的电路实现及工程设计

图 6.3.8 所示为二阶无限增益多路反馈 MFB 滤波电路模型。 $Y_1 \sim Y_5$ 为导纳, 运放 A (要求 $A_{ud} > 80$ dB) 接成反相输入方式。由图可列出节点 u_1 和 u_2 的方程分别为

$$\begin{cases} (u_1 - u_1)Y_1 = (u_1 - u_0)Y_2 + u_1Y_4 + (u_1 - u_2)Y_3 \\ (u_1 - u_2)Y_3 = (u_2 - u_0)Y_5 \\ u_2 = -u_0/A_0 = 0 \end{cases}$$

(6.3.37)

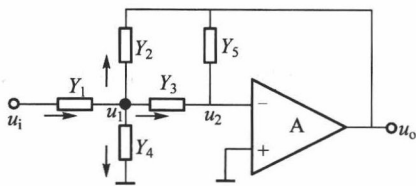


图 6.3.8 多路反馈滤波器原理

对理想运放, 得

$$H(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_2 Y_3} \quad (6.3.38)$$

通过适当的选择 $Y_1 \sim Y_5$, 即可构成低通、高通、带通和带阻滤波器。

1. 低通

设 $Y_1 = 1/R_1, Y_2 = 1/R_2, Y_3 = 1/R_3, Y_4 = sC_4, Y_5 = sC_5$ 就构成了二阶低通滤波器。在高频情况下, C_4, C_5 相当于短路, 传递函数为零; 在低频情况下, C_4, C_5 相当于开路, 传递函数为 $-R_2/R_1$, 可见具有低通性能。

将 $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = 1/R_2$, $Y_3 = 1/R_3$, $Y_4 = sC_4$, $Y_5 = sC_5$ 代入式 (6.3.38), 得到图 6.3.9 所示电路的传递函数

$$H(s) = \frac{-1/R_1 R_3 C_4 C_5}{s^2 + \frac{s}{C_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{R_2 R_3 C_4 C_5}} \quad (6.3.39)$$

式中, 通带增益 $H(0)$ 、中心频率 ω_0 和等效品质因数 Q 分别为

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_2 R_3 C_4 C_5} \quad (6.3.40)$$

$$H(0) = \frac{R_2}{R_1} \quad (6.3.41)$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{C_5}{C_4}} \left(\sqrt{\frac{R_3 R_2}{R_1}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} + \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} \right) \quad (6.3.42)$$

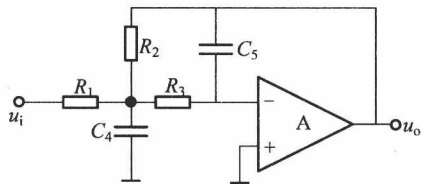


图 6.3.9 低通滤波器

* 当 ω_0 和 Q 已知时, 二阶 MFB 低通滤波器有两种计算元件的方法:

(1) 选 $C_5 = C$ 为标称值, 再取 $C_4 = 4Q^2 [1 + H(0)] C$ 代入式 (6.3.40)、式 (6.3.41)、式 (6.3.42), 得到

$$R_1 = \frac{1}{2QH_0\omega_0 C} \quad (6.3.43)$$

$$R_3 = \frac{1}{2Q(1+H_0)\omega_0 C} \quad (6.3.44)$$

$$R_2 = \frac{1}{2Q\omega_0 C} \quad (6.3.45)$$

(2) 取 $R_1 = R_2 = R_3 = R$, $[H(0) = 1]$, 则

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_4 C_5}}, \quad Q = \frac{1}{3}\sqrt{\frac{C_4}{C_5}} \quad (6.3.46)$$

所以任意选定 $R_1 = R_3 = R_5 = R$ 后, C_2 和 C_5 可由下式算出

$$C_4 = \frac{3Q}{\omega_0 R} \quad (6.3.47)$$

$$C_5 = \frac{1}{3R\omega_0 Q} \quad (6.3.48)$$

2. 高通

二阶多路负反馈高通滤波器如图 6.3.10 所示。将 $Y_1 = sC_1$, $Y_2 = sC_2$, $Y_3 = sC_3$, $Y_4 = 1/R_4$, $Y_5 = 1/R_5$ 代入式 (6.3.38), 得到图 6.3.10 所示电路的传递函数

$$H(s) = \frac{-\frac{C_1}{C_2} s^2}{s^2 + \frac{s}{R_5} \left(\frac{C_1}{C_3 C_2} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) + \frac{1}{R_4 R_5 C_3 C_2}} \quad (6.3.49)$$

式中, 通带增益 $H(\infty)$ 、中心频率 ω_0 和等效品质因数 Q 分

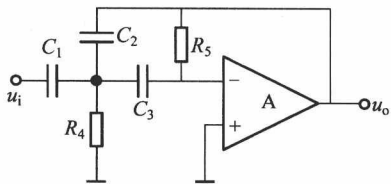


图 6.3.10 高通滤波器

别为

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_4 R_5 C_3 C_2} \quad (6.3.50)$$

$$H(\infty) = \frac{C_1}{C_2} \quad (6.3.51)$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_4}{R_5}} \left(\frac{C_1}{\sqrt{C_3 C_2}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_3}} \right) \quad (6.3.52)$$

* 对于给定的 $H(\infty)$ 、 ω_0 和 Q , 二阶 MFB 高通滤波器计算元件的方法为: 先选一电容 C 为标称值, 并取 $C_3 = C_1 = C$, 则

$$C_2 = \frac{C}{H_0} \quad (6.3.53)$$

$$R_4 = \frac{H(\infty)}{\omega_0 C Q [2H(\infty) + 1]} \quad (6.3.54)$$

$$R_5 = \frac{[2H(\infty) + 1] Q}{\omega_0 C} \quad (6.3.55)$$

3. 带通

二阶多路反馈带通滤波器如图 6.3.11(a) 所示。将 $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = sC_2$, $Y_3 = sC_3$, $Y_4 = 1/R_4$, $Y_5 = 1/R_5$ 代入式(6.3.38), 得到图 6.3.11(a) 所示带通滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{-s/R_1 C_2}{s^2 + \frac{s}{R_5} \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{R_5 C_3 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} \right)} \quad (6.3.56)$$

式中, 通带增益 $H(\omega_0)$ 、中心频率 ω_0 和等效品质因数 Q 分别为

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_5 C_3 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} \right) \quad (6.3.57)$$

$$H(\omega_0) = \frac{R_5 C_3}{R_1 (C_3 + C_2)} \quad (6.3.58)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{\sqrt{R_5}} \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_3}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_2}} \right) / \sqrt{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4}} \quad (6.3.59)$$

* 对于给定的 $H(\omega_0)$ 、 ω_0 和 Q , 二阶 MFB 高通滤波器计算元件的方法为: 令 $C_2 = C_3 = C$, C 取标称值, 则

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_5} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} \right)} \approx \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_5 R_4}} \quad (\text{当 } R_1 \gg R_4) \quad (6.3.60)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_5} \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_2} \right) = \frac{2}{R_5 C} \quad (6.3.61)$$

$$H(\omega_0) = \frac{R_5}{2R_1} \quad (6.3.62)$$

即

$$R_1 = \frac{Q}{\omega_0 H(\omega_0) C} \quad (6.3.63)$$

$$R_s = \frac{2Q}{\omega_0 C} \quad (6.3.64)$$

$$R_2 = \frac{Q}{\omega_0 C [2Q^2 - H(\omega_0)]} \quad (6.3.65)$$

带通电路品质因数 Q 值越大,通带放大倍数数值越大,频带越窄,选频特性越好。由式 (6.3.60) ~ (6.3.62) 可见,带宽 $BW (= \omega/Q)$ 、增益 $H(\omega_0)$ 与 R_4 无关,唯独 ω_0 与 R_4 有关,所以可通过调节 R_4 来改变 ω_0 ,而不影响 Q 值和带宽 BW ,如图 6.3.11(b)、(c) 所示。

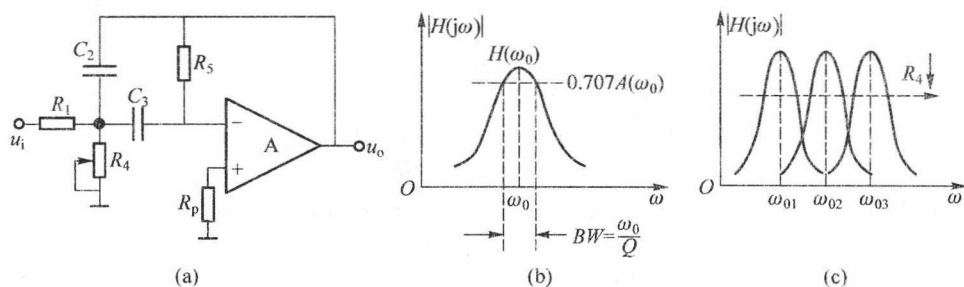


图 6.3.11 带通滤波器

(a) 电路 (b) 幅频特性 (c) 调节 R_4 , 幅频特性平移

6.3.3 二阶带阻滤波器的电路实现及工程设计

带阻滤波器(BRF)又称为陷波电路,用来滤除某一不需要的频率分量,如:50 Hz 工频干扰,在电视图像信号通道中滤除伴音信号干扰等。

1. 双 T 网络有源带阻滤波器

如果将输入电压同时作用于低通滤波电路和高通滤波电路,再将两个电路的输出电压求和,就可以得到带阻滤波电路,如图 6.3.12 所示,这时要求高通滤波器的截止频率大于低通滤波器的截止频率。而两者覆盖的频率范围就是 BRF 的阻带。常用 RC 双 T 网络与运放构成有源带阻滤波器。

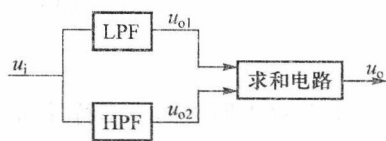


图 6.3.12 由 LPF 和 LHF 组成的带阻滤波器

(1) 无源 RC 双 T 网络的频率特性

无源 RC 双 T 网络的电路组成如图 6.3.13(a) 所示。图中 $R-2C-R$ 构成低通网络, $C-R/2-C$ 构成高通网络,利用电路理论的星形-三角形变换,将图 6.3.13(a) 所示的 T 型网络变换成图 6.3.13(b) 所示的等效电路。其中

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{2R(1+sCR)}{1+(sCR)^2} \\ Z_2 = Z_3 = \frac{1}{2} \left(R + \frac{1}{sC} \right) \end{cases} \quad (6.3.66)$$

则双 T 网络的传递函数为

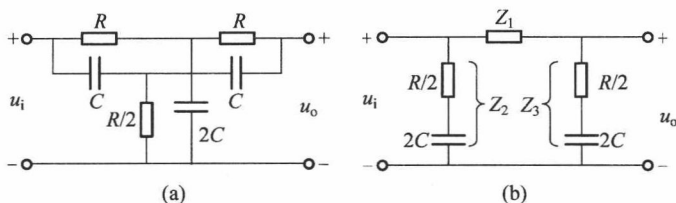


图 6.3.13 RC 双 T 网络

(a) 无源双 T 型电路 (b) 等效电路

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} = \frac{\frac{1}{2} \left(R + \frac{1}{sC} \right)}{\frac{2R(1+sCR)}{1+(sCR)^2} + \frac{1}{2} \left(R + \frac{1}{sC} \right)} \quad (6.3.67)$$

对于正弦稳态系统, 将 $s=j\omega$ 代入式 (6.3.67) 可得电路的频率特性为

$$H(j\omega) = \frac{1 - (\omega/\omega_0)^2}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + 4j\omega/\omega_0} \quad (6.3.68)$$

式中 $\omega_0 = 1/RC$ 称为双 T 网络的中心角频率 (又称陷波角频率)。由式 (6.3.68) 得网络的幅频特性和相频特性表达式分别为

$$|H(j\omega)| = \frac{1 - (\omega/\omega_0)^2}{\sqrt{(1 - (\omega/\omega_0)^2)^2 + (4\omega/\omega_0)^2}} \quad (6.3.69)$$

$$\varphi_f(\omega) = \begin{cases} -\arctan \frac{4\omega/\omega_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2} & (\text{当 } \omega/\omega_0 < 1 \text{ 时}) \\ \pi - \arctan \frac{4\omega/\omega_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2} & (\text{当 } \omega/\omega_0 > 1 \text{ 时}) \end{cases} \quad (6.3.70)$$

无源双 T 网络的频率特性曲线如图 6.3.14 所示。由图可知, 双 T 网络具有选频特性, 当 $\omega = \omega_0$ 时, 即输入信号的角频率等于中心角频率时, 传输系统 $|F(j\omega)| = 0$, 双 T 网络呈现很大的阻抗, 而且相频特性呈现 $\pm 90^\circ$ 突变; 当 $\omega < \omega_0$ 时, 相当于低通网络; 当 $\omega > \omega_0$ 时, 相当于高通网络。可见双 T 网络具有带阻特性, 对信号具有选频作用。

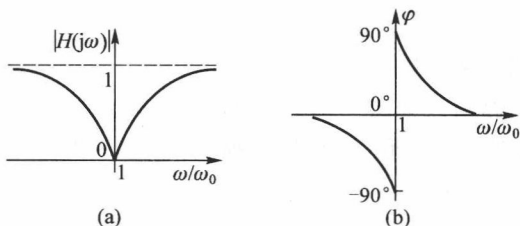


图 6.3.14 双 T 网络的频率特性

(a) 幅频特性 (b) 相频特性

(2) 有源双 T 带阻滤波器

无源双 T 带阻滤波器 Q 值太低,利用“运放加反馈”可以提高 Q 值。图 6.3.15 所示为 RC 双 T 网络与集成运放构成的双 T 有源带阻滤波器。由节点的导纳方程可以推导出电路的传递函数为

$$H(j\omega) = \frac{\dot{U}_o(s)}{\dot{U}_i(s)} = \frac{A_F [1 + (s/\omega_0)^2]}{1 + 2(2 - A_F)s/\omega_0 + (s/\omega_0)^2} \quad (6.3.71)$$

式中 $\omega_0 = 1/RC$, $A_F = 1 + R_f/R_1$ 。

对于正弦稳态系统,将 $s = j\omega$ 代入式(6.3.71),并令 $Q = 1/[2(2 - A_F)]$,可得电路的频率特性为

$$H(j\omega) = \frac{A_F \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.3.72)$$

由上式(6.3.72)可知,当 $\omega = \omega_0$ 时,幅频特性取得最小值,即 $|H(j\omega)| = 0$,当 $\omega > \omega_0$ 或 $\omega < \omega_0$ 时, $|H(j\omega)|$ 随着 ω 对 ω_0 的偏离增大而上升。因此称 $f_0 = \omega_0/(2\pi) = 1/(2\pi RC)$ 为该 BRF 滤波电路的中心频率。

此外,令 $|H(j\omega)| = H(0)/\sqrt{2}$,可求出 -3 dB 截止频率和带宽

$$f_L = [\sqrt{(2 - A_F) + 1} - 2 - A_F] f_0 \quad (6.3.73)$$

$$f_H = [\sqrt{(2 - A_F) + 1} + 2 - A_F] f_0 \quad (6.3.74)$$

$$BW_{-3\text{dB}} = f_H - f_L = 2(2 - A_F)f_0 = \frac{f_0}{Q} \quad (6.3.75)$$

双 T 型有源 BRF 的幅频特性曲线如图 6.3.16 所示。

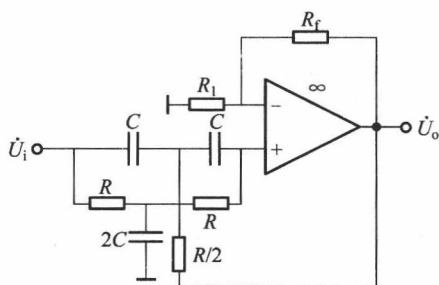


图 6.3.15 双 T 有源带阻滤波器

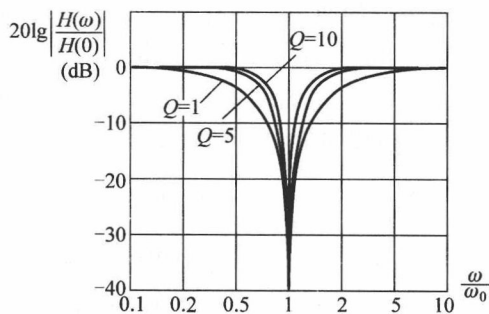


图 6.3.16 双 T 有源带阻滤波器幅频特性

2. 用带通和相加器组成带阻滤波器

用带通和相加器组成带阻滤波器的框图如图 6.3.17(a)所示,其传递函数为

$$H(s) = 1 + \frac{H(\omega_0) \frac{\omega_0 s}{Q}}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} = 1 - \frac{\frac{\omega_0 s}{Q}}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.3.76)$$

可见, 当 $H(\omega_0) = -1$ 时, 该框图传递函数符合二阶带阻滤波器的标准传递函数表达式。图 6.3.17(b) 给出一个由二阶带通和相加器组成的 50 Hz 陷波器的具体电路图, 只要调节 R_4 使带通的中心频率 $f_0 = 50$ Hz, 且令 $R_5 = 2R_1$ ($H(\omega_0) = -R_5/2R_1 = -1$) 即可。

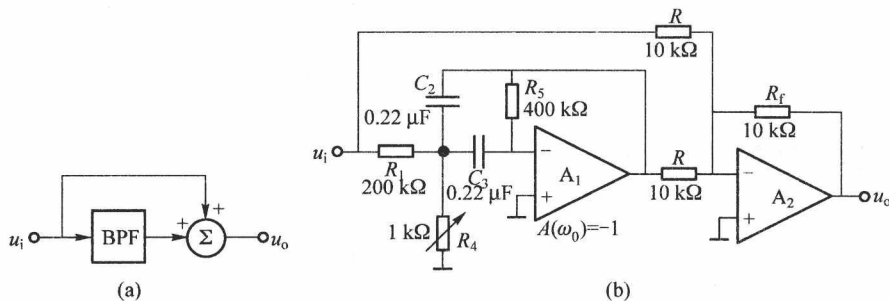


图 6.3.17 用带通和相加器组成带阻滤波器

(a) 框图 (b) 50 Hz 带阻滤波器-50 Hz 陷波器电路

目前有多种关于滤波器设计的软件, 著名的滤波器辅助设计软件有滤波器设计软件的行业领军企业 Nuhertz 公司的产品 Filter Solutions; Schematica 公司的滤波器设计软件 Filter Wiz Pro; Linear 公司免费提供的在集成滤波器设计中应用非常广泛的滤波器设计软件 FilterCAD; TI 公司免费提供的有源滤波器设计软件 Filter Designer 等。这些软件可以有效地帮助我们完成各种包括有源和无源滤波器在内的滤波器设计, 有些软件还可提供运算放大器的选型。

6.4 多功能有源 RC 滤波器(状态变量滤波器)的工作原理与工程设计

上述讨论的两类二阶有源滤波电路, Q 值都不能取太高, 否则会产生自激振荡。若要求 Q 大于几十, 可采用状态变量滤波电路。状态变量滤波电路是一种模拟计算机式的滤波电路, 其基本原理是直接对所要求的传递函数用积分电路、加法电路等模拟运算电路进行模拟。它具有很高的 Q 值(高达 100 以上), 而且通用性好, 是一种很有前途的滤波电路。

6.4.1 多功能有源 RC 滤波器(状态变量滤波器)的工作原理

状态变量滤波器是一种利用电路理论中的状态变量法建立起来的滤波器, 它可以同时实现高通、低通和带通特性, 又称为多功能滤波器。

由公式(6.1.3)可知, 二阶状态变量型有源滤波电路的传递函数可表示为

$$H(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (6.4.1)$$

上式中合理选择 a_0, a_1, a_2 和 b_0, b_1, b_2 的数值, 即可实现低通、高通、带通和带阻滤波电路传递函数。因此, 如果能够根据式(6.4.1)组成电路, 并能方便地改变电路参数, 就能实现各种滤波功能。改变 a_0, a_1, a_2 和 b_0, b_1, b_2 的数值, 不但能够改变滤波的类型, 而且可以获得不同的通带放大倍数和截止频率。

根据式(6.4.1), 利用基本运算电路可以构造出二阶有源滤波电路, 如图 6.4.1 所示。图中

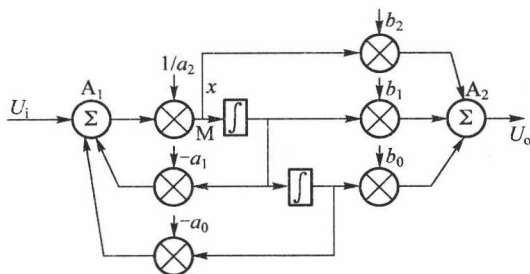


图 6.4.1 二阶状态变量型有源滤波电路方框图

箭头表示信号的传递方向。设 M 点的变量为 x , 则求和运算电路 A_1 输出表达式为

$$U_{A1}(s) = a_2 x = U_i(s) - \frac{a_1 x}{s} - \frac{a_0 x}{s^2} \quad (6.4.2)$$

经整理, 可得

$$U_i(s) = x \left(a_2 + \frac{a_1}{s} + \frac{a_0}{s^2} \right) \quad (6.4.3)$$

由 A_2 的输出电压表达式

$$U_o(s) = x \left(b_2 + \frac{b_1}{s} + \frac{b_0}{s^2} \right) \quad (6.4.4)$$

所以, 传递函数

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (6.4.5)$$

与式(6.4.1)相同。改变求和电路的输入, 就可改变 $H(s)$, 从而得到不同类型的滤波电路。用实际电路取代方框图时, 可以适当简化。合理选择积分运算电路的 R 和 C , 可以获得比例运算电路, 并直接获得合适的 a_0, a_1, a_2 和 b_0, b_1, b_2 。利用二阶电路的构思方法, 还可以实现高阶滤波电路。

一个简单的状态变量组态如图 6.4.2 所示, 它由两个运放积分器和一个运放求和电路组成。图中电压 U_{HP} 、 U_{BP} 、 U_{LP} 分别表示高通、带通和低通滤波器的输出。

假设 $U(s)$ 为时域 $u(t)$ 的拉氏变换, 运放 A_2 、 A_3 构成反相积分器, 则

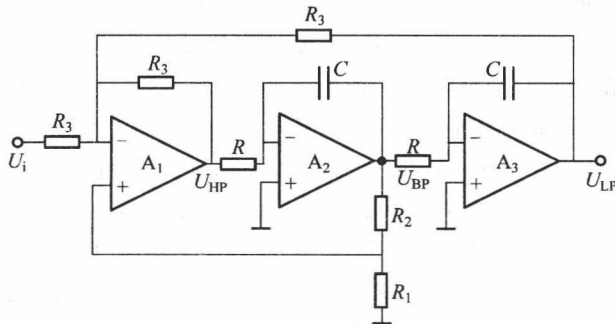


图 6.4.2 二阶状态变量型有源滤波器

$$U_{BP}(s) = -\frac{1}{RCs}U_{HP}(s)$$

当 $R=1\text{ M}\Omega$ 、 $C=1\text{ }\mu\text{F}$ 时、 $RC=1$ 时、则上式为

$$U_{BP}(s) = -\frac{1}{s}U_{HP}(s)$$

同理可得

$$U_{LP}(s) = -\frac{1}{s}U_{BP}(s) = \frac{1}{s^2}U_{HP}(s)$$

运放 A_1 是三输入信号的求和电路,输出电压可写为

$$\begin{aligned} U_{HP}(s) &= -U_i(s) - U_{LP}(s) + \left(1 + \frac{R_3}{R_3//R_3}\right) \frac{R_1}{R_2+R_1} U_{BP}(s) \\ &= -U_i(s) - U_{LP}(s) + \alpha U_{BP}(s) \end{aligned}$$

式中衰减系数 $\alpha = 3 \frac{R_1}{R_2+R_1}$, 因此

$$H_{HP}(s) = \frac{U_{HP}(s)}{U_i(s)} = \frac{-s^2}{s^2 + \alpha s + 1} \quad (6.4.6)$$

同理,可得到低通滤波器的传递函数

$$H_{LP}(s) = \frac{U_{LP}(s)}{U_i(s)} = \frac{-1}{s^2 + \alpha s + 1} \quad (6.4.7)$$

得到 $H_0 = -1$, $\omega_0 = 1$ 。

带通滤波器的传递函数

$$H_{BP}(s) = \frac{U_{BP}(s)}{U_i(s)} = \frac{s}{s^2 + \alpha s + 1} \quad (6.4.8)$$

6.4.2 集成多功能有源 RC 滤波器 UFA42

集成有源滤波器是精密运算放大器、精密电阻和精密电容集成在一起的滤波器件。使用时,根据设计公式计算出合适的外接电阻等元件,就可以实现高通(HP)、低通(LP)、带通(BP)和带阻(BR)滤波器的设计参数。常用的集成有源滤波器件有:UAF42(多用途通用型) MAX265/266(管脚/电阻可编程切换通用型)、MAX263/64/67/68(管脚可编程切换通用开关电容型)等。下面以 UAF42 集成有源滤波器为例,介绍此类滤波器的设计。

UAF42 是美国 TI 公司生产的一款采用状态变量模拟结构的集成通用有源滤波芯片,它在单片电路上集成了低通、高通、带通、带阻等 4 种滤波器,其内部包含一个高精度运算放大器(A_1)、两个积分器(A_2 、 A_3)和一个辅助的独立运算放大器(A_4),以及 4 个 $50\text{ k}\Omega$ 的高精密电阻和 2 个 $1\text{ }000\text{ pF}$ 的高精密积分电容,有效地解决了在滤波器设计时难以获得电容和电阻的匹配以及低损耗等问题。UAF42 有三个输入端和四个输出端,通过外接少量的元器件便可以设计出高品质的低通、带通、高通、带阻等有源滤波器,结构简单,设计方便。图 6.4.3 是 14 引脚的 UAF42AP 内部结构图,图 6.4.4 表示 UAF42AP 的原理框图。与开关电容滤波器相比,UAF42 具有噪声小、动态特性好、外围电路结构简单、截止频率与品质因数受外接电阻影响小等优点。

(1) UAF42 主要性能特点如下:

$$Q_{ALP} = Q_{AHP} \left(\frac{R_1}{R_2} \right) = A_{BP} \sqrt{\frac{R_1 R_{F1} C_1}{R_2 R_{F2} C_2}} \quad (6.4.10)$$

$$f_{BW} = f_H - f_L \quad (6.4.11)$$

① 同相输入时, 设计公式有

$$Q = \frac{1 + \frac{R_4(R_G + R_Q)}{R_G R_Q}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \sqrt{\frac{R_1 R_{F1} C_1}{R_2 R_{F2} C_2}} \quad (6.4.12)$$

$$A_{LP} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{R_G \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_Q} + \frac{1}{R_4} \right)} \quad (6.4.13)$$

$$A_{HP} = \frac{R_2}{R_1} A_{LP} \quad (6.4.14)$$

$$A_{BP} = \frac{R_4}{R_G} \quad (6.4.15)$$

UFA42 设计成的同相输入型滤波器的电路, 如图 6.4.5 所示。若 R_G 取 $50 \text{ k}\Omega$, 输入接到 2 引脚, 则可省去 R_G 。

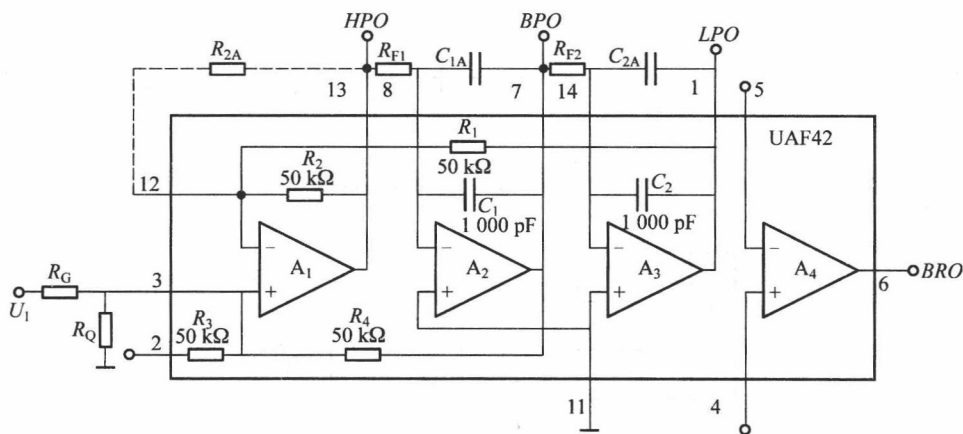


图 6.4.5 UAF42AP 同相输入原理框图

② 反相输入时, 设计公式有

$$Q = \left(1 + \frac{R_4}{R_Q} \right) \left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_G}} \right) \sqrt{\frac{R_{F1} C_1}{R_1 R_2 R_{F2} C_2}} \quad (6.4.16)$$

$$A_{LP} = \frac{R_1}{R_Q} \quad (6.4.17)$$

$$A_{HP} = \frac{R_2}{R_1} A_{LP} \quad (6.4.18)$$

$$A_{BP} = \left(1 + \frac{R_4}{R_Q} \right) \frac{1}{R_G \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_G} \right)} \quad (6.4.19)$$

UFA42 设计成为反相输入型滤波器的电路,如图 6.4.6 所示。若 R_Q 为 $50\text{ k}\Omega$,可利用 R_3 并将引脚 2 接地,省略掉 R_Q 。

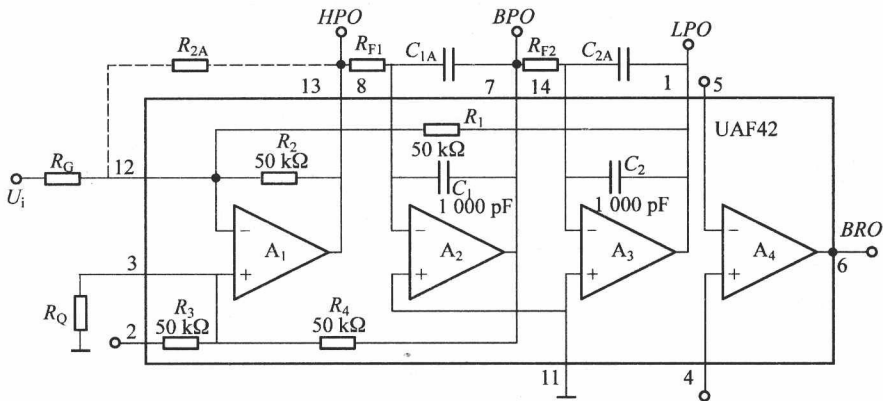


图 6.4.6 UAF42AP 反相输入原理框图

③ 带阻滤波器设计,利用 LP 输出 HP 输出求和来实现,如图 6.4.4、图 6.4.7 所示。LP 通过 R_{Z2} 、HP 通过 R_{Z1} 在放大器上求和, R_{Z3} 为 A_4 的反馈电阻。这种滤波器的设计公式为

$$Q = \frac{R_{Z3} + R_{Z2}}{R_{Z1}} \quad (6.4.20)$$

TI 公司提供了一个用于计算 UAF42 参数的 CAD 软件——Filter42。设计软件 Filter42 提供了四种滤波器类型,分别是巴特沃斯滤波器、切比雪夫滤波器、贝塞尔滤波器和反切比雪夫滤波器。设计人员只要根据具体的电路要求将参数输入到 Filter42 后,该软件就可以计算出外部电阻的阻值,并且可以仿真滤波器的输出效果,显示出连接方法和输出幅、相频特性曲线。Filter42 软件可在 <http://www.ti.com/tool/filter42> 网址免费下载。详细使用方法可参考该网站的技术文档。

④ 设计举例

设计一个滤除工频干扰的滤波电路,要求滤波的中心频率为 50 Hz ,带宽为 10 Hz 。

根据 UFA42 芯片的应用特点,在 $10\text{ Hz} < f_0 < 100\text{ kHz}$ 条件下,不需要外接匹配电容。同时取相应参数对称,即 $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ 、 $R_F = R_{F1} = R_{F2}$ 、 $R_Z = R_{Z1} = R_{Z2}$ 、 $C = C_1 = C_2$ 。电路采用如图 6.4.5 所示的同相输入方式。按设计公式计算相关参数,由已知条件式得

$$Q = \frac{f_0}{f_{BW}} = \frac{50}{10} = 5$$

由式(6.4.9),计算得($C = 1000\text{ pF}$) R_F 为

$$R_F = \frac{1}{2\pi f_0 C} \approx 3.16\text{ M}\Omega$$

由式(6.4.12),计算得 R_Q 为

$$R_Q = \frac{1}{8} R_C = \frac{50\text{ k}\Omega}{8} \approx 6.2\text{ k}\Omega$$

由式(6.4.20),若取 $R_Z = R_{Z1} = R_{Z2} = 2\text{ k}\Omega$,则 R_{Z3} 为 $5\text{ k}\Omega$ 。所设计的 50 Hz 陷波器电路及频率特性如图 6.4.7(b)所示。该滤波器在 50 Hz 处增益为 -22.71 dB 。

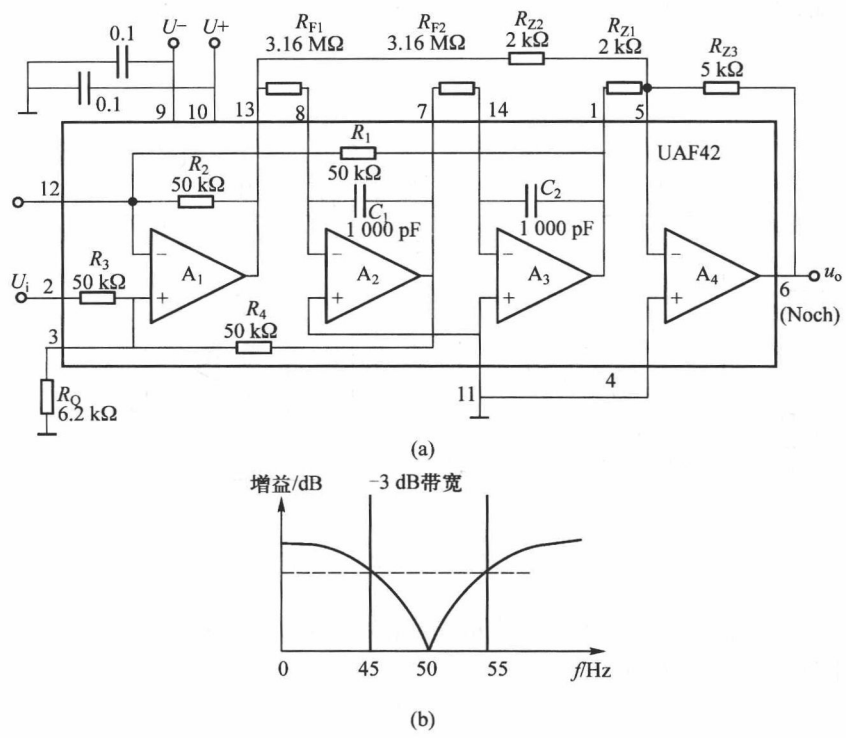


图 6.4.7 50 Hz 陷波器
(a) 电路图 (b) 频率响应

6.5 一阶全通滤波器(移相器)的原理与工程设计方法

全通滤波器,又叫做移相滤波器,它通过所有频率的信号,其增益幅度为常数,仅相位是频率的函数;最简单的全通滤波器是一阶移相滤波器,它能提供最大 180° 的相移。具体电路如图 6.5.1 中(a)和(b)所示。图 6.5.2 是它们的相频特性[附加相移 $\Delta\varphi(j\omega)$]。

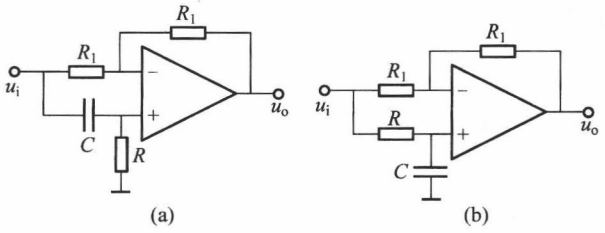


图 6.5.1 一阶移相滤波器
(a) 电路 1 (b) 电路 2

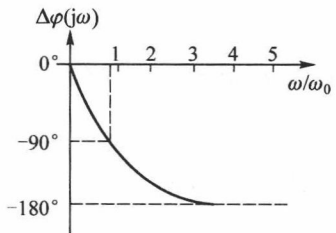


图 6.5.2 全通滤波电路相频特性
(附加相移 $\Delta\varphi(j\omega)$)

图(a)所示电路的频率响应函数为

$$H(j\omega) = \frac{\dot{U}_o(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)} = \frac{1-j\omega RC}{1+j\omega RC} = \frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.5.1)$$

其幅频特性为

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \right| = 1 \quad (6.5.2)$$

相频特性为

$$\varphi = -2\arctan \frac{\omega}{\omega_0} = \Delta\varphi(j\omega) \quad (6.5.3)$$

式中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

图(b)所示电路的频率响应函数为

$$H(j\omega) = \frac{\dot{U}_o(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)} = -\frac{1-j\omega RC}{1+j\omega RC} = -\frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.5.4)$$

其幅频特性为

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \right| = 1 \quad (6.5.5)$$

相频特性为

$$\varphi = -180^\circ - 2\arctan \frac{\omega}{\omega_0} = -180^\circ + \Delta\varphi(j\omega) \quad (6.5.6)$$

式中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, $\Delta\varphi(j\omega) = -\arctan \frac{\omega}{\omega_0}$ 称为附加相移。两种电路的附加相移 $\Delta\varphi(j\omega)$ 是相同的,如图 6.5.2 所示。

由式(6.5.2)、式(6.5.5)可知,该电路的电压增益的幅值与频率无关,始终为一个恒定值,但电路的相移与频率有关,信号频率从零到无穷大,输出电压的数值与输入电压相等。当 $f=f_0$ 时,附加相移 $\Delta\varphi(jf_0) = -90^\circ$;具有这种特征的电路,称为全通滤波器。常用于相位校正和信号延迟。

6.6 开关电容滤波器基本原理

由 R 、 C 组成的有源滤波电路虽然不需要电感元件,但是当电阻 R 取值太大时,用集成工艺制作的电阻存在着占用芯片面积大、温度系数大、电路功耗大等缺点,有碍电路的集成化。开关电容电路(Switched Capacity Circuits,简称 SC 电路)是克服上述缺点的有效方法,开关电容电路利用电容器电荷的存储与转移原理来实现电路功能,是由受时钟信号控制的开关与电容器组成

的电路,已成为处理模拟信号的一种崭新手段,并成为模-数混合集成电路中的一种主导技术。

开关电容滤波器的主要特点是用开关和电容来代替电路中的电阻。其最大优点是结构简单、制造方便、价格低廉、无需更换元件,只需改变时钟频率和编程引脚电平就可以在一定的范围内改变滤波器的中心频率和 Q 值,这给滤波器的设计、使用带来很大方便,是目前发展迅速的滤波器之一。利用开关电容可以将很多有源 RC 滤波器转换成开关电容滤波器。开关电容电路已广泛地应用于滤波器、振荡器、平衡调制器和自适应均衡器等各种模拟信号处理电路之中。它不仅在模拟数据采集系统中的信号滤波方面占有重要的地位。而且已进一步应用到其他模拟信号处理的领域,相继研制出由开关电容电路构成的放大器、振荡器、平衡调制器、模拟乘法器、峰值检波器、整流器、D/A 及 A/D 转换等。而且开关电容电路的应用已扩展到高频信号处理方面,如视频信号的模拟延时,AM/FM 通讯系统中部分电路均可由开关电容电路实现,因而受到各方面的重视。

在应用中值得注意的是开关电容滤波器具有开关噪声和时钟噪声。

6.6.1 基本开关电容单元及等效电路

图 6.6.1(a)所示为开关电容电路的基本结构之一, MOS 管 T_1 和 T_2 起开关作用, T_1 和 T_2 分别由时钟脉冲 Φ 和 $\bar{\Phi}$ 来控制,两相时钟脉冲 Φ 和 $\bar{\Phi}$ 互补,如图 6.6.1(b)、(c)所示。当时钟信号 Φ 为高电平时, T_1 管导通, T_2 管截止,电容 C 与 1-1'端接通,充电电荷量为 $Q_1 = Cu_1$;当时钟信号 $\bar{\Phi}$ 高电平时, T_2 管导通, T_1 管截止,电容 C 与 2-2'接通, C 放电,放电电荷量 $Q_1 = Cu_2$,从左到右传输的总电荷量为

$$\Delta Q = C\Delta u = C(u_2 - u_1)$$

等效电流

$$i = \frac{\Delta Q}{T_c} = \frac{C}{T_c}(u_2 - u_1) \quad (6.6.1)$$

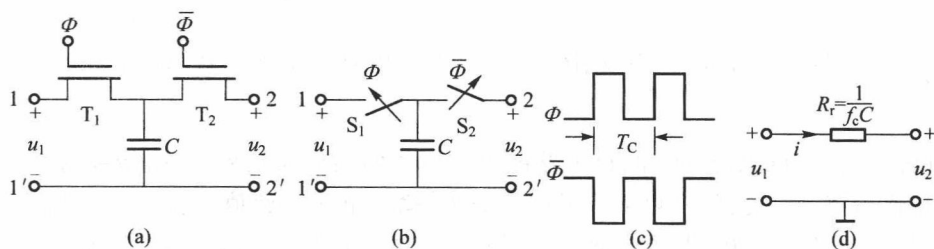


图 6.6.1 开关电容电路

(a) 开关电容 (b) 等效电路 (c) 时钟脉冲波形 (d) 等效电阻

如果时钟脉冲 Φ 的频率足够高,则在一个时钟周期内两个端口的电压均基本不变,基本开关电容单元就可以等效为电阻,如图 6.6.1(d) 所示,其阻值为

$$R = \frac{u_2 - u_1}{i} = \frac{T_c}{C} = \frac{1}{Cf_c} \quad (6.6.2)$$

由式(6.6.2)可知

(1) R 越大, C 值越小, 所占集成电路面积将大大减小。

(2) R 越大, 时钟频率 f_c 越低。但 f_c 应远大于信号的最高频率。

(3) R 与时钟脉冲占空比大小无关, 为了使 Φ 和 $\bar{\Phi}$ 开关不同时闭合, 时钟脉冲不应重叠, 占空比应略低于 50%。

若 $C = 1 \text{ pF}$, $f_c = 100 \text{ kHz}$, 则等效电阻 R 等于 $10 \text{ M}\Omega$ 。利用 MOS 工艺, 电容只需硅片面积为 0.01 mm^2 。可见所占面积积极小, 有效解决了集成运放不能直接制作大电阻的问题。

6.6.2 开关电容积分器

图 6.6.2(a) 为反相积分器, 其传递函数表示为

$$H(s) = -\frac{1}{sRC_1}$$

令 $s = j\omega$, 其稳态频率响应为

$$H(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC_1} \quad (6.6.3)$$

如果用开关电容代替电阻 R , 构成的开关电容积分器如图 6.6.2(b) 所示, 根据式 (6.6.2) 得 $R = \frac{1}{f_c C}$, 因此开关电容积分器稳态频率响应为

$$H(j\omega) = -\frac{1}{j\omega \frac{C_1}{C f_c}} \quad (6.6.4)$$

图 6.6.2(c) 所示电路为反相积分器, 图 6.6.2(d) 所示电路为同相积分器, 反相积分器的工作过程为: 当时钟 Φ 为高, $\bar{\Phi}$ 为低, 则 T_1 导通, T_2 截止, U_i 对 C 充电, 电荷量 $Q = U_i C$, 此时, C_1 电荷保持不变, 如图 6.6.3(a) 所示。而当 Φ 为低, $\bar{\Phi}$ 为高, 则 T_1 截止, T_2 导通, C 被接到运放虚地点, C 将前个时刻积累的电荷量 ($Q = U_i C$) 全部转移给 C_1 , 如图 6.6.3(b) 所示。

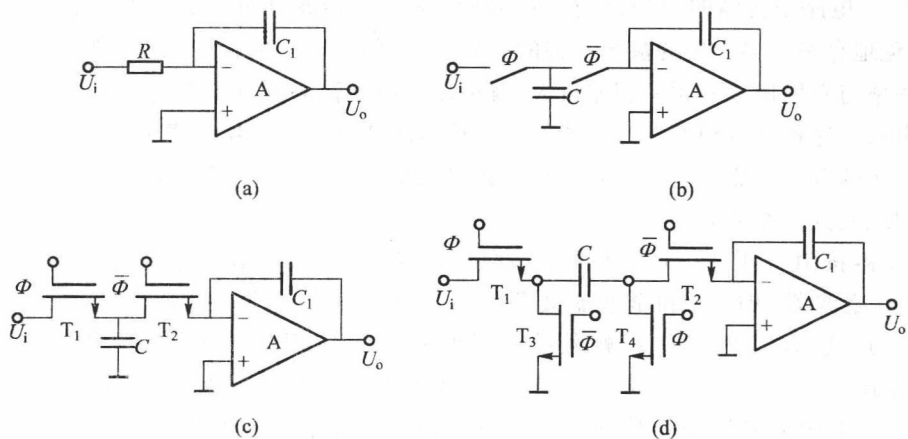


图 6.6.2 开关电容积分器

(a) RC 反相积分器 (b) 开关电容积分器等效模型 (c) 反相开关电容积分器 (d) 同相开关电容积分器

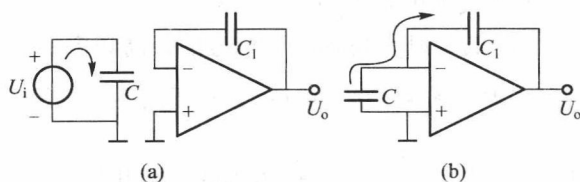


图 6.6.3 开关电容反相积分器的工作过程

(a) Φ 为高, C 充电 (b) $\bar{\Phi}$ 为高, C 将电荷转移给 C_1

以上分析可见:

(1) 开关电容积分器的积分时间常数只取决于“电容比”,与单个电容值无关,而集成电路“电容比”的精度与稳定度都可以做得很高。

(2) 可通过改变时钟频率 f_c 来改变积分器时间常数。积分器和相加器可组成多功能滤波器,因此可通过改变时钟频率 f_c 来实现参数可控的开关电容滤波器。比如滤波器的通带和中心频率的电可调和可编程。

而且开关电容网络还有以下特点,

(3) 由开关、电容和运放组成的开关电容电路易于 MOS 集成工艺实现,不仅体积小、重量轻、功耗低,而且可实现生产自动化,低成本。

(4) 利用开关连接不同电容的方法,可以实现程控滤波或自适应滤波。

(5) 集成度高,与数字电路工艺兼容,可在芯片上同时实现数字电路和模拟电路。

故在实际中得到广泛应用。

本章小结

1. 在电子电路中传输的信号,往往由多种频率的正弦波分量组成。除了有用的频率分量外,不可避免地存在许多无用的甚至有害的频率分量,如高频干扰和噪声等。如果这些噪声和干扰信号的频率与有用信号的频率相差较大,就可以使用一种能够对频率进行选择的电路,将有用信号提取出来。这种具有频率选择功能的电路称为滤波器。滤波器是避免有害频率分量对有用信号产生干扰的有效方法。它可以允许指定频段的信号通过,而将不需要或某些频率的干扰信号加以抑制或使其急剧衰减。

2. 滤波器按其工作频带分为低通滤波器(LPF)、高通滤波器(HPF)、带通滤波器(BPF)、带阻滤波器(BRF)和全通滤波器(AFP)五种基本类型。滤波器的理想幅频特性是一种“门型”形式,而这种“门型”幅频响应是物理不可实现的。实际滤波器的频率特性在通带内略有起伏。在通带和阻带之间存在着过渡带。理想幅频特性必须采用物理可实现函数来逼近。常用的逼近理想特性的可实现函数有最平幅度滤波器(又称 Butterworth 滤波器)、通带等波纹滤波器(又称 Chebyshev 滤波器)、阻带等波纹滤波器(又称 Inverse Chebyshev 滤波器)、通/阻带等波纹滤波器(又称 Cauer-Chebyshev 滤波器或椭圆函数滤波器)和线性相位滤波器(又称 Bessel 滤波器)。这些滤波器的传递函数均可表示为有理多项式

形式。

3. 按所用元件的不同,滤波器可以分为无源滤波器和有源滤波器。有源滤波器具有体积小,带负载能力强,输入输出之间具有优良的隔离性能,通频带内的传递系数可以灵活调整,也可得到电压增益等优点。

4. 根据电路网络理论,任意阶数的滤波器都可由若干个一阶和二阶滤波器串联组成。因此一阶和二阶滤波器是构成任意阶数的滤波器的基本单元。工程上应用最广的二阶滤波器实现结构包括有限增益正反馈滤波器,也称为 Shallen-key 滤波器或压控电压源型滤波器;二阶无限增益多路反馈(MFB)滤波器;多功能有源 RC 滤波器,也称为状态变量滤波器。

5. 开关电容电路是由受时钟信号控制的开关与电容器组成的电路,它利用电容器电荷的存储与转移原理来实现电路功能。开关电容滤波电路不仅信号滤波方面占有重要的地位,而且已进一步应用到其他模拟信号处理的领域,相继研制出由开关电容滤波构成的放大器、振荡器、平衡调制器、模拟乘法器、峰值检波器、整流器、D/A 及 A/D 转换器等。而且开关电容滤波的应用已扩展到高频信号处理方面,如视频信号的模拟延时,AM/FM 通讯系统中部分电路均可由开关电容滤波实现等,是一种模拟信号处理的主导技术。

习题

6-1 在下列各种情况下,分别需要采用哪种类型的滤波器(低通、高通、带通、带阻)?

- (1) 抑制 50 Hz 交流电源的干扰;
- (2) 处理有 1 Hz 固定频率的有用信号;
- (3) 从输入信号中取出低于 2 kHz 的信号;
- (4) 提取 100 kHz 以上的高频信号。

6-2 设运放为理想运放,在下列几种情况下,它们分别属于哪种类型的滤波器电路?并定性画出其幅频特性曲线。

- (1) 理想情况下,当 $f=0$ 和 $f \rightarrow \infty$ 时的电压增益相等,且不为零;
- (2) 直流电压增益就是它的通带电压增益;
- (3) 理想情况下,当 $f \rightarrow \infty$ 时的电压增益是它的通带电压增益;
- (4) 理想情况下,当 $f=0$ 和 $f \rightarrow \infty$ 时的电压都等于零;

6-3 试分析图 P6-3 电路中各电路的运算关系。

6-4 电路如图 P6-4 所示。假定 $C_1 = C_2 = C$, $\frac{R_3}{R_4} = 4 \frac{R_1}{R_2}$ 。

- (1) 推导电路的传递函数 $A_u(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)}$,并指出其滤波功能;
- (2) 画出电路的幅频特性曲线 $|A_{u1}(j\omega)|$ 与相频特性曲线 $\varphi(j\omega)$ 的波特图。

6-5 一阶低通滤波器电路如图 P6-5 所示。

- (1) 推导传递函数 $A_u(j\omega)$ 的表达式;
- (2) 若 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$,低频增益 A_u 为多少(dB)?
- (3) 若要求截止频率 $f_H = 5 \text{ Hz}$,问 C 的取值应为多少。

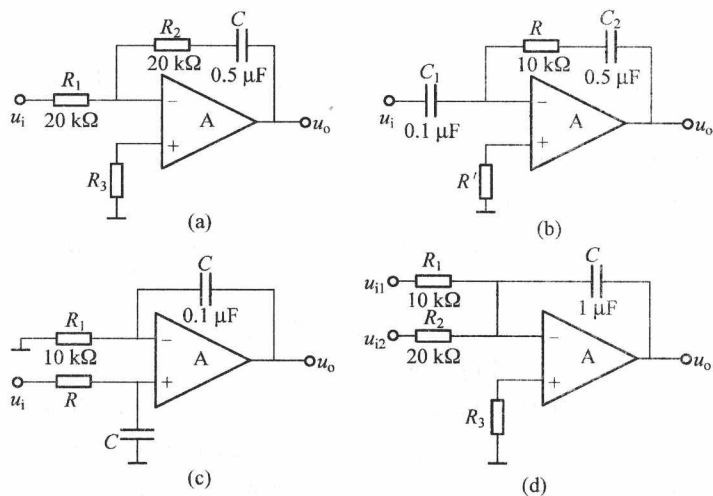


图 P6-3

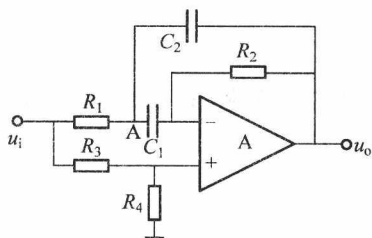


图 P6-4

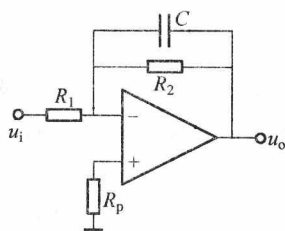


图 P6-5

6-6 用四只 $10\text{ k}\Omega$ 的电阻、两只 $0.01\text{ }\mu\text{F}$ 的电容和一只集成运放可组成一个二阶压控电压源 HPF, 试画出电路图, 并求出它的通带电压放大倍数、 Q 值和特征频率。

6-7 分析如图 P6-7 所示电路, 求其通带放大倍数、截止频率, 并画出电路的幅频特性, 说明该电路属于哪种滤波器。

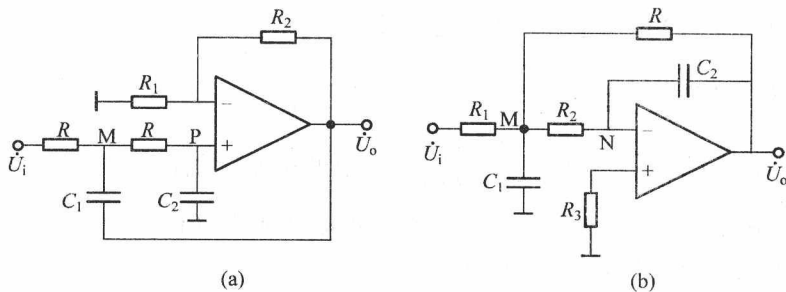


图 P6-7

6-8 某同学连接一个二阶压控电压源型高通滤波器,如图 P6-8 所示, $R_2 = R_3 = R$, $C_2 = C_1 = C$,但发现滤波器特性与高通特性不符,请指出错在哪儿? 并在图上加以改正。

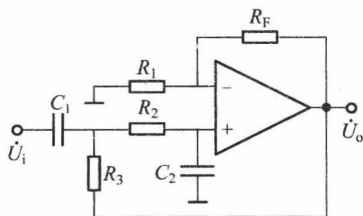


图 P6-8

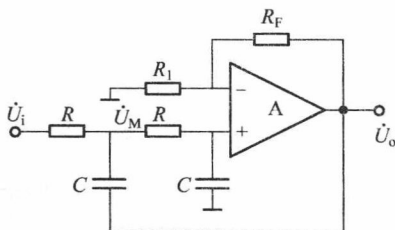


图 P6-9

6-9 在图 P6-9 中,如果要求通带截止频率为 $f_0 = 2 \text{ kHz}$,等效品质因数 $Q = 0.707$,试确定电路中的电阻和电容元件的参数。

6-10 试分析图 P6-10 所示各电路是哪种类型的滤波器,属于几阶?

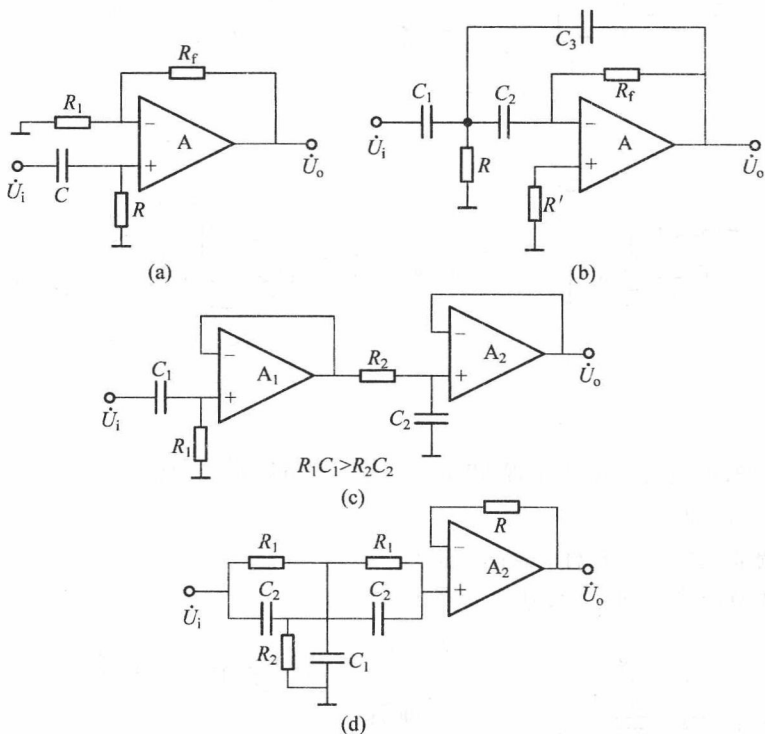


图 P6-10

6-11 设计一个二阶 Buterworth 高通滤波器,要求下限频率为 $f_0 = 1 \text{ kHz}$,试确定电路各元件的值。并写出传递函数的表达式。

6-12 设一阶 LPF 和二阶 HPF 的通带放大倍数均为 2,通带截止频率分别为 2 kHz 和 100 Hz 。试用它们构成一个带通滤波器,并画出幅频特性曲线的波特图。

6-13 电路如图 P6-13 所示,求电路的传递函数、通带电压放大倍数和截止频率,并指出电路功能(滤波器类型及阶数)。

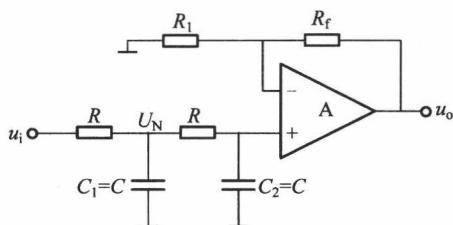


图 P6-13

6-14 有源滤波器电路如图 P6-14 所示,试分别指出 4 种电路各属于何种功能的滤波器,画出相应的无源滤波器电路。

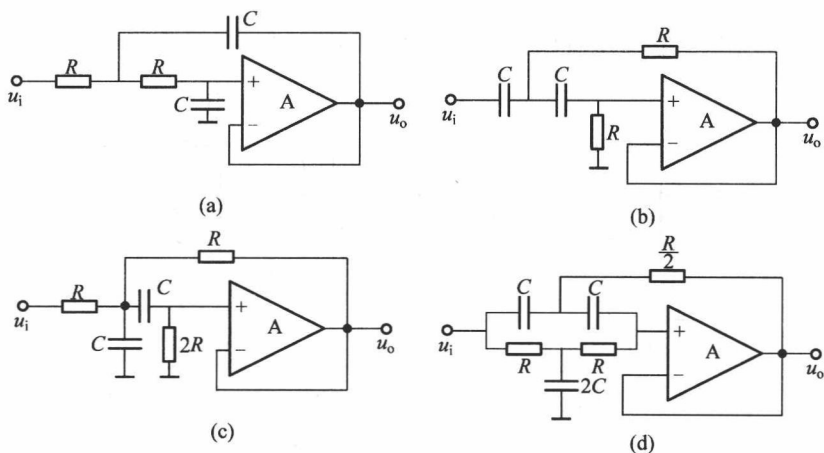


图 P6-14

6-15 用 LM324 的两个运放实现 50 Hz 陷波器的电路如图 P6-15 所示,图中有两个电位器 R_{P1} 和 R_{P2} , $R_1 \gg R_4$, 试问:

- (1) R_{P1} 的调节应满足何指标,其值为多少;
- (2) R_{P2} 的调节应满足何指标,其值为多少。

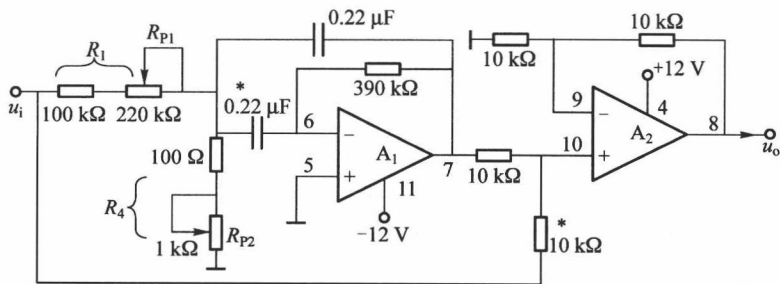


图 P6-15

6-16 电路如图 P6-16, 求该电路的幅频特性和相频特性, 并指出其功能。

6-17 电路如图 P6-17 所示。

- (1) 若 $C_1 = C_2, R_1 = R_2$, 求传递函数, 并指出电路功能, 定性画出幅频特性。
- (2) 若 C_1 短路, 定性画出幅频特性, 并指出电路功能的变化趋势。
- (3) 若 C_2 开路, 定性画出幅频特性, 并指出电路功能的变化趋势。

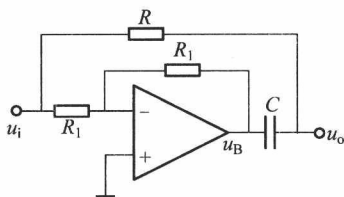


图 P6-16

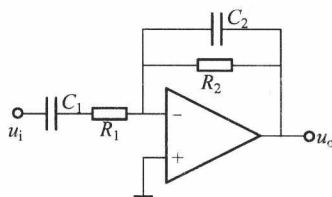


图 P6-17

6-18 电路如图 P6-18(a)、(b) 所示, 分别指出该电路的功能(滤波器类型及阶数)。

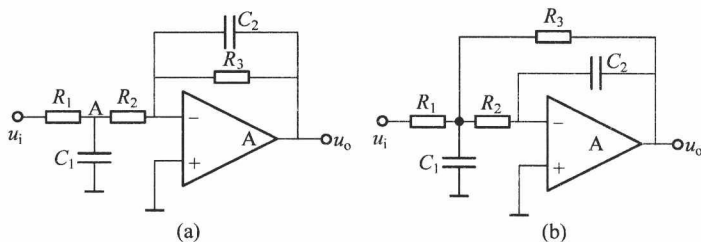


图 P6-18

6-19 状态变量滤波器电路如图 P6-19 所示, 分别指出从 A、B、C、D 输出的滤波器的功能。

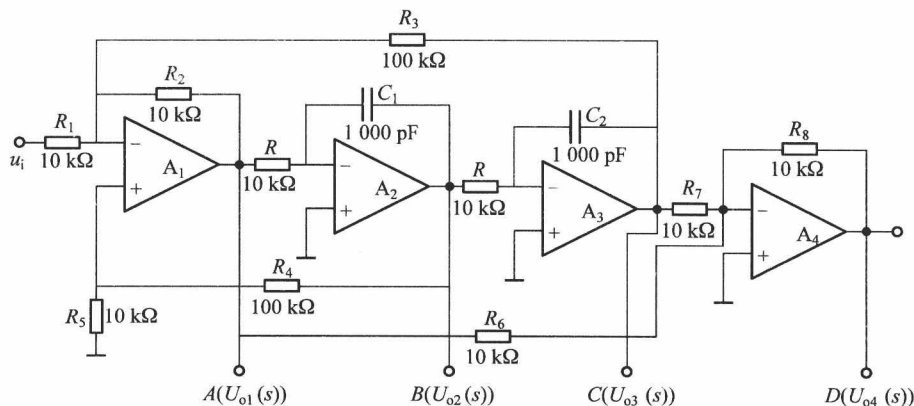


图 P6-19

6-20 图 P6-20 是一个 MOS 开关电容等效电路, Φ 和 $\bar{\Phi}$ 为两个同频反相的驱动脉冲信号。试分析电路工作原理, 并写出电路等效电阻 R 的表达式。

6-21 图 P6-21 为差分开关电容积分器, 试写出输出表达式。

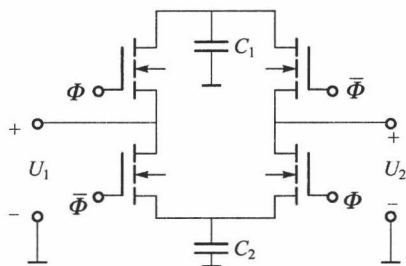


图 P6-20

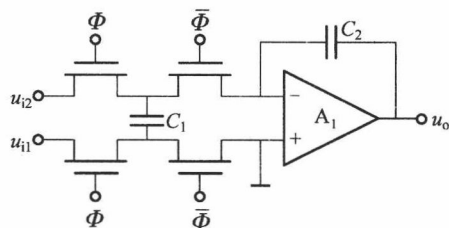


图 P6-21

第七章 反馈与振荡

将放大器输出信号通过一反馈网络形成反馈信号,返回到放大器输入回路,与输入信号一起参与控制作用,构成一闭环系统,称之为“反馈放大器”。

“反馈”的概念并不陌生。本章将进一步回答:反馈基本方程及其含义;如何判断反馈类型;负反馈对放大器性能的改善;深反馈条件下的增益的估算;如何正确引用反馈;引起放大器自激的原因及消除方法;正反馈的应用——弛张振荡器及正弦振荡器原理及电路

7.1 反馈基本方程及其含义

7.1.1 反馈基本方程

图 7.1.1 给出反馈放大器框图,其中,图 7.1.1(a) 为负反馈放大器框图,图 7.1.1(b) 为正反馈放大器框图,其差别在于输入信号 \dot{X}_i 与反馈信号 \dot{X}_f 的“混合”环节不同。负反馈放大器净输入信号 \dot{X}'_i 为二者之差,正反馈放大器净输入信号 \dot{X}'_i 为二者之和。定义:

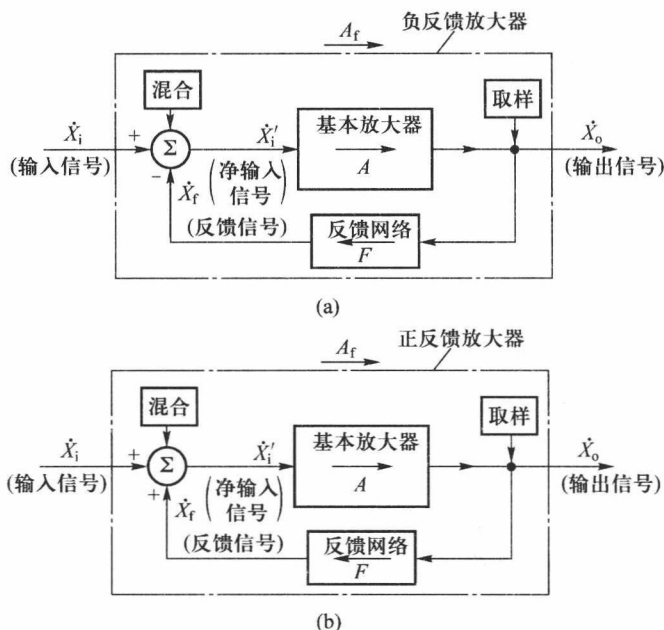


图 7.1.1 反馈放大器框图

(a) 负反馈放大器框图 (b) 正反馈放大器框图

7.1.2 深度负反馈的启示

1. 启示之一

在深反馈条件下,闭环增益主要决定于反馈网络的传输系数,即反馈系数 F ,而与前向传输的基本放大器的增益关系不大。一般情况下,反馈网络多由电阻等无源器件组成,其稳定性远比有源器件晶体管、场效应管、集成运放的稳定性要好。所以,只要设计一个高增益放大器,引入负反馈使之满足深反馈条件,就可达到系统稳定之目的。“运放加反馈”构成的比例放大、相加器、相减器、线性稳压电源等,都是深度负反馈线性放大的典型例子。

2. 启示之二

负反馈放大器闭环增益 $A_f=1/F$,那么在高增益放大器基础上设计反馈系统的关键就是设计反馈网络,不同的反馈网络实现不同的系统功能和性能。积分器、微分器、对数反对数放大器、各种有源滤波器、开关稳压电源等,都是设计不同的反馈网络来实现人们想要的功能电路。利用这个原理还可以创造更多的新电路。

7.2 正确判断放大器的反馈类型

正确判断放大器的反馈类型是研究反馈放大器的前提。

7.2.1 有、无反馈的判断

判断方法:如果电路中存在输出回路信号返回到输入回路的连接通道,放大器的净输入信号 X_i' 不仅与输入信号 X_i 有关,而且与输出信号 X_o 有关,则放大器引入了反馈,否则没有反馈。如图7.2.1所示,(a)、(b)电路无反馈,(c)、(d)电路有反馈。

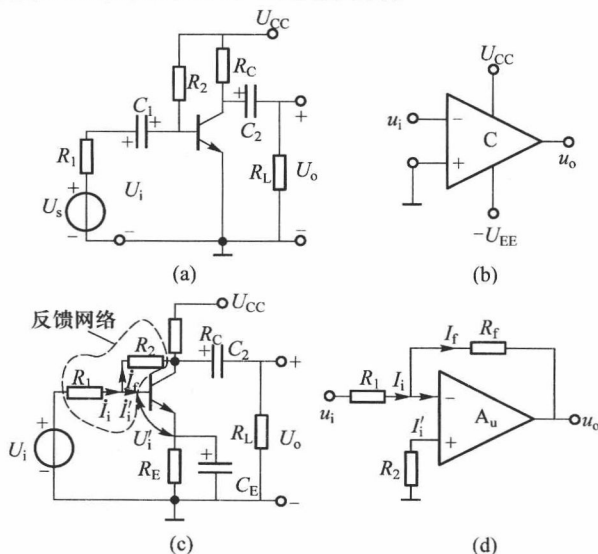


图 7.2.1 电路

(a)、(b) 无反馈电路 (c)、(d) 有反馈电路

7.2.2 直流反馈与交流反馈的判断

判断方法:若反馈信号仅为直流分量,则放大器仅引进直流反馈;若反馈信号仅为交流分量,则引进了交流反馈;若反馈信号既包含直流分量又包含交流分量,则同时引进了交、直流反馈。

如图 7.2.2 所示,(a)电路中反馈信号的交流分量被电容 C 所旁路,故仅引进直流反馈;(b)电路中反馈通道的直流分量被电容 C 所隔断,故仅引进了交流反馈;(c)电路中同时引进了交直流反馈;(d)电路中 R_{S1} 仅引进了直流反馈,而 R_S 则引进了交、直流反馈。

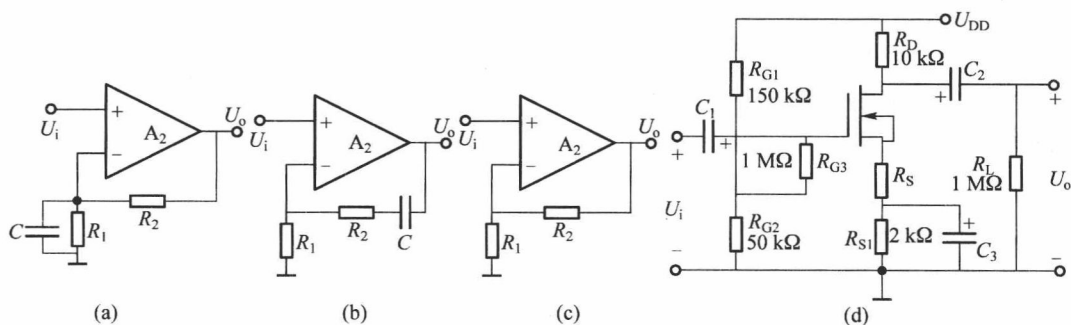


图 7.2.2 直流反馈与交流反馈

(a) 直流反馈 (b) 交流反馈 (c) 交直流反馈 (d) R_{S1} 引进直流反馈, R_S 引进交直流反馈

7.2.3 正反馈与负反馈的判断

判断方法——瞬时极性法:通常用“瞬时极性法”来判断正、负反馈。首先假设输入信号的瞬时极性,并从输入到输出逐级依次判断输出信号的瞬时极性,然后确定反馈信号的瞬时极性,如果反馈信号使净输入信号增大,则为正反馈,反之为负反馈。

如图 7.2.3 所示,(a)电路信号加到运放反相端,而反馈引向同相端,输出信号的瞬时极性为“负”,反馈信号的瞬时极性也为“负”,净输入信号电压 $U'_i = U_i - (-U_f) = U_i + |U_f|$,净输入信号增大了,所以为正反馈。(b)电路信号加到运放同相端,而反馈引向反相端,输出信号的瞬时极

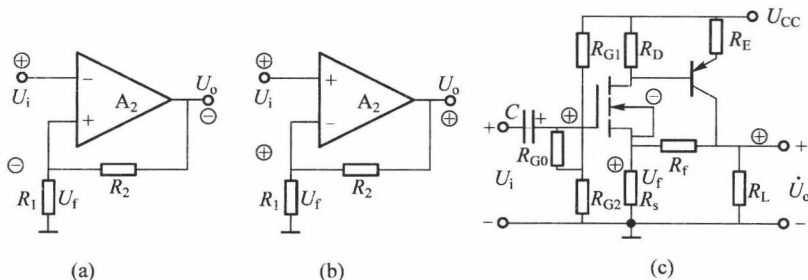


图 7.2.3 反馈电路

(a) 正反馈 (b) 负反馈 (c) 负反馈

性为“正”,反馈信号的瞬时极性也为“正”,净输入信号减小了($U'_i = U_i - U_f$),所以为负反馈。
(c)电路信号加到第一级场效应管栅极,从漏极输出信号的瞬时极性为“负”,第二级为PNP共射放大器,其集电极输出信号反相为“正”,反馈信号的瞬时极性也为“正”,净输入信号减小了($U'_i = U_i - U_f$),所以为负反馈。

7.2.4 电压反馈与电流反馈的判断

判断方法:按反馈网络与基本放大器输出端的连接方式不同,反馈分为电压反馈和电流反馈两种。

1. 电压反馈

如图7.2.4(a)所示,反馈网络与基本放大器输出电压端并联连接,反馈信号直接取样于输出电压,且与输出电压成正比($X_f = FU_o$)。若令 $U_o = 0$,则反馈信号 X_f 立即为零。这种反馈称之为“电压反馈”。

2. 电流反馈

如图7.2.4(b)所示,反馈网络不并联在输出电压端,而串联在输出回路中,反馈信号取样于输出电流,且与输出电流成正比($X_f = FI_o$)。即使令 $U_o = 0$,反馈信号仍然存在,这种反馈称之为“电流反馈”。

图7.2.4(c)和(d)是电压反馈的具体例子;(e)和(f)是电流反馈的具体例子。

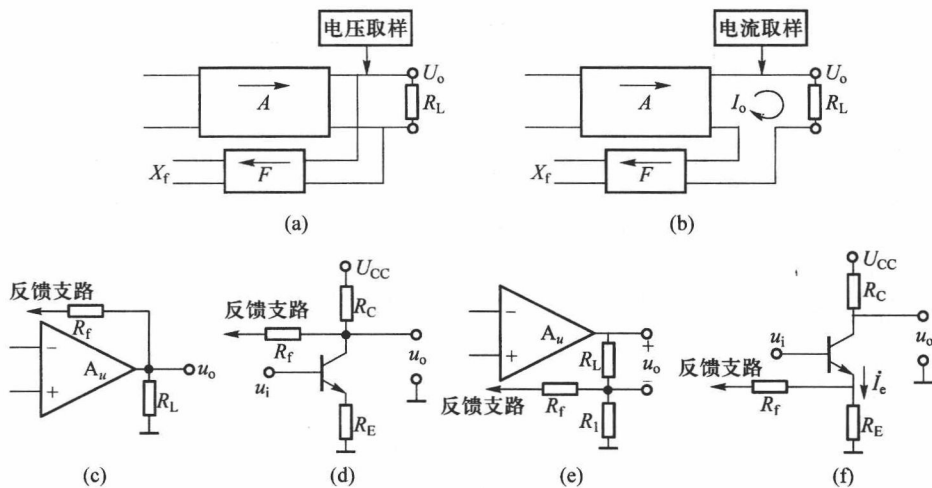


图 7.2.4 电压反馈与电流反馈

(a) 电压反馈框图 (b) 电流反馈框图 (c)、(d) 电压反馈电路例子 (e)、(f) 电流反馈电路例子

7.2.5 串联反馈与并联反馈的判断

判断方法:根据反馈网络和基本放大器输入端的连接方式不同,反馈有串联反馈和并联反馈之分。

1. 串联反馈

如图 7.2.5(a) 所示, 反馈网络串联在基本放大器的输入回路中, 输入信号支路与反馈支路不接在同一节点上, 控制端的净输入电压等于输入电压和反馈电压的矢量和。

如果是负反馈, 则有

$$U'_i = U_i - U_f \quad (7.2.1a)$$

深反馈条件下

$$U'_i = U_i - U_f \approx 0 \quad U_i \approx U_f \quad (7.2.1b)$$

2. 并联反馈

如图 7.2.5(b) 所示, 反馈网络直接并联在基本放大器的输入端, 输入信号支路与反馈信号支路接到基本放大器的同一节点上, 放大器的净输入电流 I'_i 等于输入电流 I_i 和反馈电流 I_f 的矢量和。

如果是负反馈, 则有

$$I'_i = I_i - I_f \quad (7.2.2a)$$

深反馈条件下

$$I'_i = I_i - I_f \approx 0 \quad I_i \approx I_f \quad (7.2.2b)$$

式(7.2.1)和式(7.2.2)是反馈放大器中两个十分重要的关系式, 根据这两个式子, 可以简化负反馈电路的许多计算。

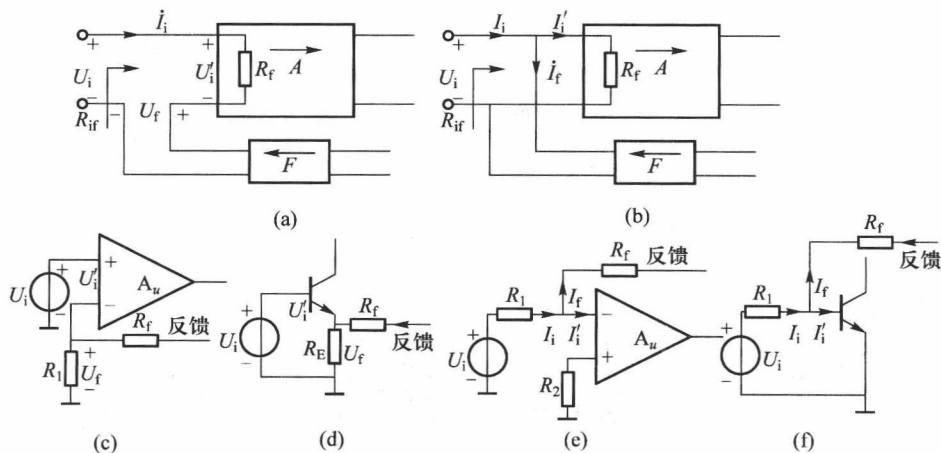


图 7.2.5 串联反馈和并联反馈

(a) 串联负反馈的输入端连接方式 (b) 并联负反馈的输入端连接方式

(c)、(d) 串联负反馈电路例子 (e)、(f) 并联负反馈电路例子

在差分放大器中, 有两个输入端, 输出信号与两个输入信号之差成正比。如图 7.2.6(a) 所示, 若信号加到 T_1 的基极, 反馈加到 T_2 基极, 差模信号 $U_d = U_{b1} - U_{b2} = U_i - U_f$, 故为串联反馈; 反之, 若信号加到 T_1 基极, 反馈也加到 T_1 基极, 净输入电流 $I'_i = I_i - I_f$ [见图 7.2.6(b)], 则为并联反馈。

通过以上分析, 可得出: 对负反馈而言, 根据反馈网络与基本放大器输出、输入端连接方式的

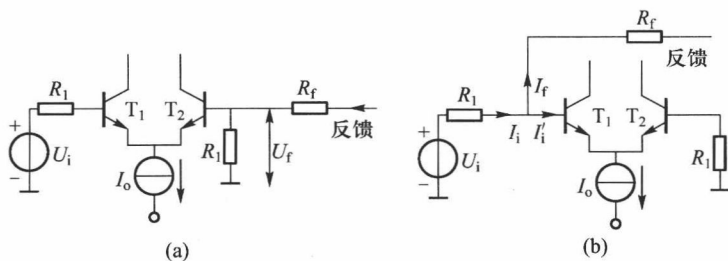


图 7.2.6 差分放大器中引入串联负反馈和并联负反馈

(a) 差分放大器中引入串联负反馈 (b) 差分放大器中引入并联负反馈

不同,反馈电路可归纳为四种组态,即串联电压负反馈、串联电流负反馈、并联电压负反馈、并联电流负反馈,如图 7.2.7 所示。

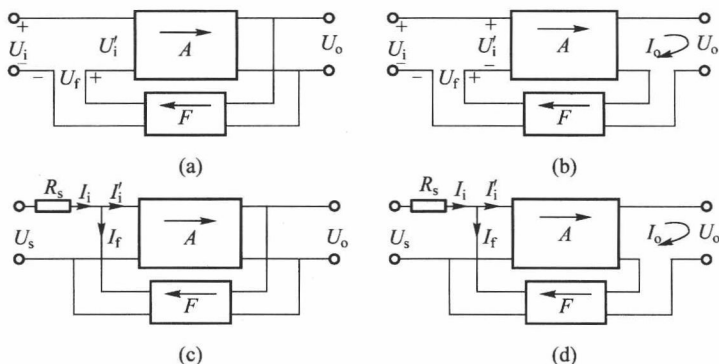


图 7.2.7 四种负反馈类型

(a) 串联电压负反馈 (b) 串联电流负反馈 (c) 并联电压负反馈 (d) 并联电流负反馈

7.3 负反馈对放大器性能的影响

负反馈虽然使放大器的放大倍数减小,但却使放大器的许多性能得到改善。

7.3.1 负反馈使放大倍数稳定度提高

负反馈稳定放大器增益的原理是因为负反馈有自动调节作用。通常用放大倍数的相对变化量来衡量放大器的稳定性。定义:

开环放大倍数相对稳定度为 $\frac{\Delta A}{A}$, 闭环放大倍数相对稳定度为 $\frac{\Delta A_f}{A_f}$ 。

因为

$$A_f = \frac{A}{1+AF}$$

所以

$$dA_f = \frac{1}{(1+AF)^2} dA = \frac{A}{1+AF} \frac{1}{1+AF} \frac{dA}{A} = A_f \frac{1}{1+AF} \frac{dA}{A}$$

若近似以增量代替微分,则有

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \frac{\Delta A}{A} \quad (7.3.1)$$

可见,负反馈使放大倍数的相对变化量减小了 $(1+AF)$ 倍,说明增益稳定度提高了 $(1+AF)$ 倍。负反馈越深,稳定度越好。当深反馈时, $AF \gg 1$,则 $A_f = \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F}$,可见,即使开环放大倍数不稳定,但只要 F 是稳定的,那么 A_f 也将是稳定的。

负反馈被稳定的对象与反馈信号的取样对象有关。若取样对象是输出电压(即电压反馈),则输出电压将被稳定;反之,取样对象是输出电流(即电流反馈),则输出电流将被稳定。

【例 7.3.1】 设计一个负反馈放大器,要求闭环放大倍数 $A_f = 100$,当开环放大倍数 A 变化 $\pm 10\%$ 时, A_f 的相对变化量在 $\pm 0.5\%$ 以内,试确定开环放大倍数 A 及反馈系数 F 值。

解: 因为

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \frac{\Delta A}{A}$$

那么反馈深度 D 必须满足

$$D = 1+AF \geq \frac{\Delta A/A}{\Delta A_f/A_f} = \frac{10\%}{0.5\%} = 20$$

而

$$A_f = \frac{A}{1+AF}$$

故

$$A = A_f(1+AF) \geq 100 \times 20 = 2\,000$$

又知

$$AF \geq 20 - 1 = 19$$

所以

$$F \geq \frac{19}{A} = \frac{19}{2\,000} = 0.95\%$$

7.3.2 负反馈使放大器通频带展宽、线性失真减小

放大器中引入负反馈,对反馈环路内任何原因引起的增益变动都能减小,所以对频率升高或降低而引起的放大倍数的下降也将得到改善,频率响应将变得平坦,线性失真将减小。设放大器开环增益的高频响应为

$$A(jf) = \frac{A_1}{1+j\frac{f}{f_H}} \quad (7.3.2)$$

其中 A_1 为基本放大器的中频放大倍数, f_H 为上限频率。引入负反馈后,闭环增益 $A_f(jf)$ 为

$$A_f(jf) = \frac{A(jf)}{1+FA(jf)} \quad (7.3.3)$$

将式(7.3.2)代入式(7.3.3)得

$$A_f(jf) = \frac{\frac{A_1}{1+FA_1}}{1+j\frac{f}{(1+FA_1)f_H}} = \frac{A_{f1}}{1+j\frac{f}{f_{Hf}}} \quad (7.3.4)$$

式中 A_{if} 为负反馈放大器的闭环中频增益, f_{Hf} 为负反馈放大器的上限频率。即

$$A_{if} = \frac{A_1}{1 + FA_1} \quad (7.3.5)$$

$$f_{Hf} = (1 + FA_1)f_H \quad (7.3.6)$$

可见, 闭环中频放大倍数比开环中频放大倍数减小了 $(1 + FA_1)$ 倍。而闭环放大倍数的上限频率比开环上限频率展宽了 $(1 + FA_1)$ 倍。增益频带积不变。

$$|A_{if} \cdot f_{Hf}| = |A_1 \cdot f_H| \quad (7.3.7)$$

同理, 可以证明负反馈使下限频率降低 $(1 + FA_1)$ 倍, 即

$$f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + FA_1} \quad (7.3.8)$$

【例 7.3.2】 电路如图 7.3.1 所示, 已知集成运放 F007 的开环放大倍数 $A_u = 10^5$ (100 dB), 开环上限频率 $f_H = 7$ Hz。问引入何种反馈? 当电阻 R_f 分别等于 R_1 的 99 倍、9 倍时, 相应的反馈系数 $F_u = ?$ 闭环放大倍数 $A_{uf} = ?$ 闭环上限频率 $f_{Hf} = ?$ 增益频带积 $A_{uf} \cdot f_{Hf} = ?$

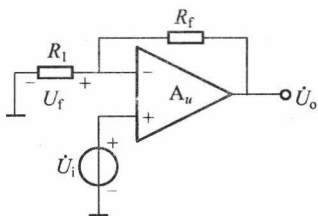


图 7.3.1 例 7.3.2 电路——同相比比例放大器

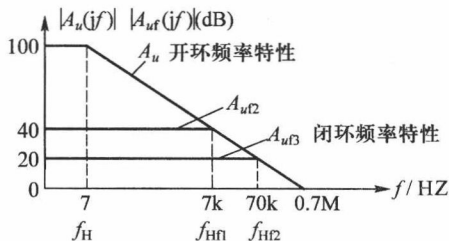


图 7.3.2 开环与闭环频率特性

解: 这是一个同相比比例放大器, 引进了串联电压负反馈。其反馈系数 F 、闭环增益 A_{uf} 、闭环上限频率 f_{Hf} 分别为

$$F = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_f}; \quad A_{uf} = \frac{A_u}{1 + FA_u} \approx \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_f}{R_1}; \quad f_{Hf} = (1 + FA_u)f_H$$

当 $R_f = 99 \times R_1$ 时, 反馈系数 $F_{u1} = 0.01$, 闭环增益 $A_{uf1} = 100$ (40 dB), 上限频率 $f_{Hf1} = 7$ kHz; 增益频带积 $A_{uf1} \cdot f_{Hf1} = 0.7$ MHz

当 $R_f = 9 \times R_1$ 时, $F_{u2} = 0.1$, $A_{uf2} = 10$ (20 dB), $f_{Hf2} = 70$ kHz; $A_{uf2} \cdot f_{Hf2} = 0.7$ MHz

图 7.3.2 给出开环频率特性及不同的闭环频率特性。负反馈使增益减小, 频带展宽, 增益频带积不变。

7.3.3 负反馈使非线性失真减小、线性动态范围展宽

放大器的非线性失真由晶体管、场效应管等有源器件的非线性特性引起的, 器件参数随工作点变化, 因此, 放大器的增益随着动态工作点移动而产生变化, 负反馈能够减小由此引起的增益不稳定, 故能减小非线性失真。非线性失真的特征是输出信号中产生了输入信号所没有的谐波分量。第三章曾定义“全谐波失真系数”(即非线性失真系数)的表达式为

$$THD = \frac{\sqrt{X_{2h}^2 + X_{3h}^2 + \cdots + X_{nh}^2}}{X_{1o}}$$

经分析,负反馈使非线性失真系数减小 $(1+FA)$ 倍。即

$$THD_f = \frac{THD}{1+AF} \quad (7.3.9)$$

非线性失真减小了,意味着线性动态范围的拓宽。施加负反馈减小谐波分量的同时,也减小了基波分量,为此将输入信号(没有失真)增大,以保持输出基波分量不变,从而使 THD 下降。

7.3.4 负反馈可以减小放大器内部产生的噪声与干扰的影响

利用负反馈抑制放大器内部噪声及干扰的机理与减小非线性失真是一样的。负反馈使输出噪声下降 $(1+AF)$ 倍。如果输入信号本身不携带噪声和干扰,且其幅度可以增大,输出信号分量保持不变,那么放大器的信噪比将提高 $(1+AF)$ 倍。

7.3.5 负反馈对放大器输出电阻的影响

1. 电压负反馈使输出电阻减小

电压反馈取样的样品是输出电压 U_o ,反馈信号与输出电压 U_o 成正比($X_f = FU_o$),如图7.3.3(a)所示,因此稳定的对象是输出电压 U_o 。如图7.3.3(b)所示,输出电压 U_o 是输出电阻 R_{of} 与负载 R_L 的分压,当负载 R_L 变化时,输出电压 U_o 稳定,就意味着电压负反馈使放大器输出电阻减小。

经分析,电压负反馈放大器输出电阻 R_{of} 比基本放大器输出电阻 R_o 减小了 $(1+AF)$ 倍。即

$$R_{of} = \frac{R_o}{1+AF} \quad (7.3.10)$$

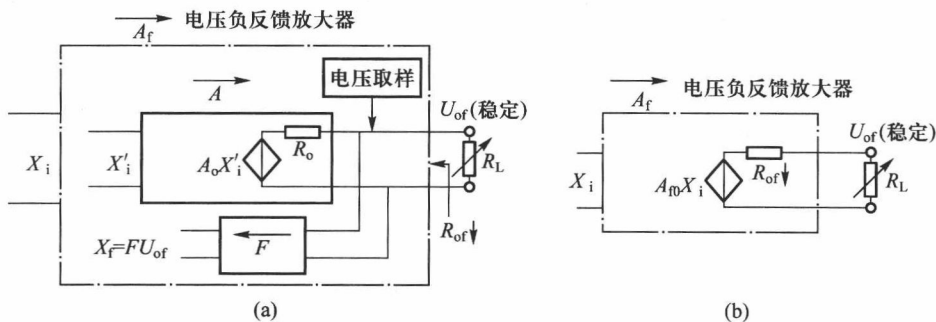


图 7.3.3 电压负反馈使输出电阻减小、输出电压稳定

(a) 电压负反馈放大器框图 (b) 电压负反馈放大器输出回路模型

2. 电流负反馈使输出电阻增大

电流反馈取样的样品是输出电流 I_o ,反馈信号与输出电流 I_o 成正比($X_f = FI_o$),如图7.3.4(a)所示,因此稳定的对象是输出电流 I_o 。如图7.3.4(b)所示,输出电流 I_o 是输出电阻 R_{of} 与负载 R_L 的分流,当负载 R_L 变化时,输出电流 I_o 稳定,意味着电流负反馈使放大器输出电阻增大。经分析,电流负反馈放大器输出电阻 R_{of} 比基本放大器输出电阻 R_o 增大 $(1+AF)$ 倍。即

$$R_{of} = R_o(1+AF) \quad (7.3.11)$$

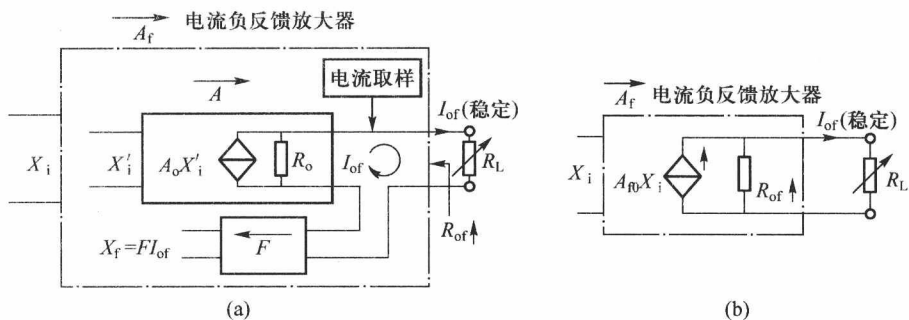


图 7.3.4 电流负反馈使输出电阻增大、输出电流稳定
(a) 电流负反馈放大器框图 (b) 电流负反馈放大器输出回路模型

7.3.6 负反馈对放大器输入电阻的影响

1. 串联负反馈使输入电阻增大

如图 7.3.5(a) 所示, 反馈网络与基本放大器输入回路串联连接, 且负反馈使净输入电压减小, 从而使输入电流减小 ($I_i = X'_i / R_i$), 故输入电阻增大, 经分析, 闭环输入电阻 R_{if} 比开环输入电阻 R_i 大 $(1+AF)$ 倍, 即

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = R_i (1 + AF) \quad (7.3.12)$$

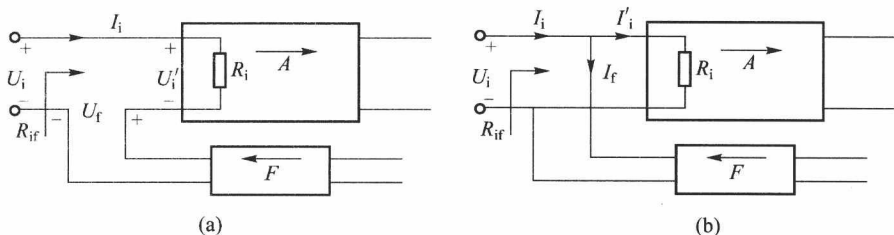


图 7.3.5 串联反馈和并联反馈框图
(a) 串联反馈 (b) 并联反馈

2. 并联负反馈使输入电阻减小

图 7.3.5(b) 引入了并联负反馈, 反馈网络与基本放大器输入回路并联连接, 输入电流 I_i 为反馈电流 I_f 与基本放大器输入电流 I'_i 之和, 输入电流 I_i 增大, 导致输入电阻减小, 经分析, 闭环输入电阻 R_{if} 比开环输入电阻 R_i 小 $(1+AF)$ 倍, 即

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{R_i}{1 + AF} \quad (7.3.13)$$

综上所述, 负反馈有以下特点:

(1) 负反馈使放大器的放大倍数下降, 但增益稳定度提高, 频带展宽, 非线性失真减小, 内部

噪声干扰得到抑制,且所有性能改善的程度均与反馈深度 $D=(1+AF)$ 有关。

(2) 被改善的对象就是被取样的对象。例如,反馈取样的是输出电流,则有关输出电流的性能得到改善;反之,取样对象是输出电压,则有关输出电压的性能得到改善。

(3) 负反馈只能改善包含在负反馈环节以内的放大器性能,对反馈环节以外的,与输入信号一起进来的失真、干扰、噪声都是不能改善的。

(4) 串联负反馈使放大器输入电阻增大 $(1+AF)$ 倍,并联负反馈使放大器的输入电阻减小 $(1+AF)$ 倍。

(5) 电流负反馈使放大器的输出电阻增大 $(1+AF)$ 倍;电压负反馈使放大器输出电阻减少了 $(1+AF)$ 倍。

7.4 负反馈放大电路分析及闭环电压增益估算

通过以下应用例子,要学会看懂和理解电路,正确判断反馈类型,估算在深反馈条件下放大器的增益。

在反馈放大器的分析与估算中要注意几点:① 正确判断反馈类型。② 在一个多级放大器中,每一级都可能存在自身的反馈,但性能改善主要取决于多级之间的大闭环反馈,故在估算反馈放大器增益时,只考虑多级之间的大闭环反馈。③ 在深反馈条件下估算电压增益的思路是:

若是串联电压负反馈,则利用 $U_i \approx U_f$,然后找出 U_f 与 U_o 的关系。

若是串联电流负反馈,仍利用 $U_i \approx U_f$,然后找出 U_f 与 I_o 、 U_o 与 I_o 的关系。

若是并联电压负反馈,则利用 $I_i \approx I_f$,然后找出 I_i 与 U_i 、 I_f 与 U_o 的关系。

若是并联电流负反馈,仍利用 $I_i \approx I_f$,然后找出 I_i 与 U_i 、 I_f 与 I_o 的关系,最后找出 U_o 与 I_o 的关系。

【例 7.4.1】 电路如图 7.4.1(a) 所示,试判断电路引进了何种反馈,并估算闭环增益。

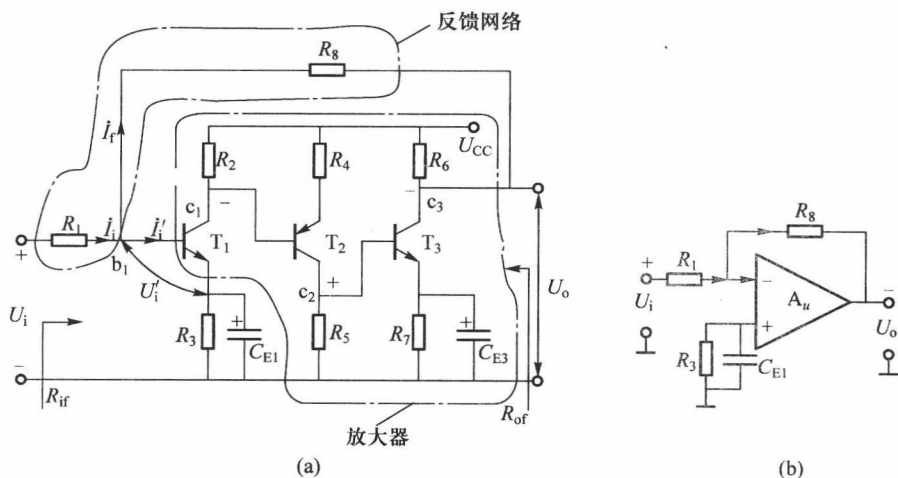


图 7.4.1 引入并联电压负反馈的三级共射放大器及其类比的电路

(a) 引进反馈的电路 (b) 类比的反相比例放大器电路

解: (1) 判断反馈类型: 这是三级共射放大器级联, 图中 R_8 将输出电压反馈到输入端, 故为电压反馈; 在输入端, 反馈支路与输入支路为节点连接, 故为并联反馈; 用瞬时极性法判断, 信号经三级共射电路反相放大 (各点对地的交流电压极性标于图中), 最终第三级输出电压与第一级输入电压反相, 所以反馈电流 I_f 的流向如图 7.4.1(a) 所示, 净输入电流减小 ($I'_i = I_i - I_f$), 故为负反馈。所以电路引进了“并联电压负反馈”。

(2) 放大器性能改善: 放大倍数减小, 直流工作点稳定, 输出电压稳定, 频带展宽, 非线性失真减小 (线性动态范围展宽), 内部噪声干扰得到抑制, 输出电阻减小, 输入电阻减小。

(3) 闭环电压增益估算: 该电路等效为图 7.4.1(b) 的反向比例放大器, 其闭环增益为

$$A_{uf} = -\frac{R_8}{R_1} \quad (7.4.1)$$

【例 7.4.2】 电路如图 7.4.2(a) 所示, 试判断引进了何种反馈, 并估算闭环电压增益。

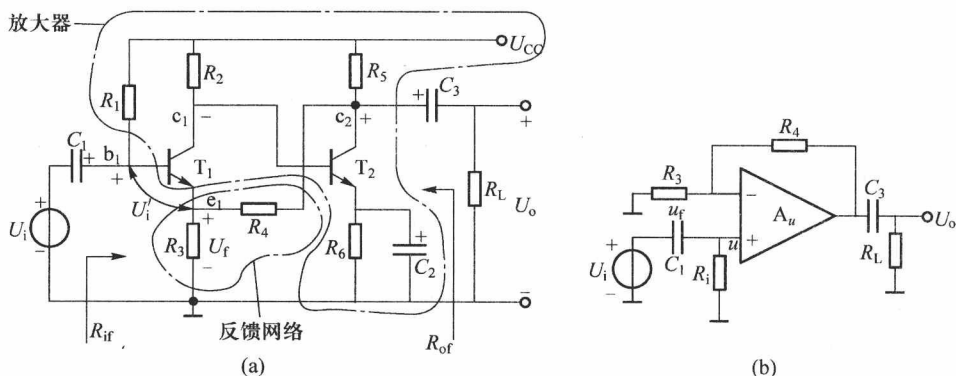


图 7.4.2 引入串联电压负反馈的两级共射放大器及其类比的电路

(a) 引进反馈的电路 (b) 类比的同相比例放大器电路

解: (1) 判断反馈类型: 这是两级共射放大器级联, 图中 R_4 将第二级集电极输出电压反馈到第一级发射极, 同时, 信号经两级共射电路反相放大, 第二级集电极输出电压 U_o 与第一级基极输入电压 U_i 同相, 反馈电压 U_f 正比于输出电压 U_o , 且净输入电压减小 ($U'_i = U_i - U_f$), 故电路引进了“串联电压负反馈”。

(2) 放大器性能改善: 放大倍数减小, 直流工作点稳定, 输出电压稳定, 频带展宽, 非线性失真减小 (线性动态范围展宽), 内部噪声干扰得到抑制, 输出电阻减小, 输入电阻增大。

(3) 闭环电压增益估算:

根据深反馈条件, 有

$$U_i \approx U_f = F U_o = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_o$$

故

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (7.4.2)$$

类比于运算放大器电路,该电路相当于同相比例放大器,如图 7.4.2(b)所示。

【例 7.4.3】 电路如图 7.4.3 所示,试判断电路引进了何种反馈,并估算闭环电压增益。

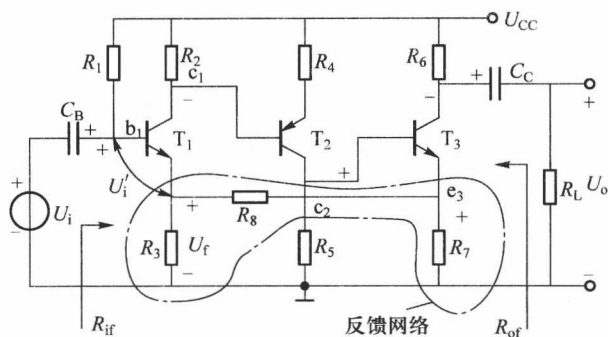


图 7.4.3 引入串联电流负反馈的三级共射级联电路

解: (1) 判断反馈类型: 该电路是三级 NPN-PNP-NPN 晶体管共射放大器级联, 信号从第三级集电极输出。图中 R_8 将第三级射极电压 (与输出电流 I_{E3} 成正比) 反馈到第一级射极, 根据瞬时极性法判断, 输入信号经第一、二级反相放大后输出为“正”, 第三级射极电压与第二级输出又同相, 所以净输入电压 $U'_i = U_i - U_f$, 故电路引进了“串联电流负反馈”。

(2) 放大器性能改善: 放大倍数减小, 直流工作点稳定, 输出电流稳定, 频带展宽, 非线性失真减小 (线性动态范围展宽), 内部噪声干扰得到抑制, 输入电阻增大, 输出电阻增大, 在这个具体的电路中, 电流负反馈只增大 T_3 管子一路的输出电阻, 放大器总的输出电阻仍近似等于 $R_{c3} = R_6$ 。

(3) 闭环电压增益估算:

根据深反馈条件, 并假设 $R_8 \gg R_7$, 则有

$$U_i \approx U_f = \frac{R_3}{R_3 + R_8} I_{c3} R_7 \quad I_{c3} \approx I_{e3} = \frac{R_3 + R_8}{R_3} \times \frac{U_i}{R_7}$$

$$U_o = -I_{c3} R'_L = - \left(1 + \frac{R_8}{R_3} \right) \frac{R'_L}{R_7} U_i \quad (\text{式中 } R'_L = R_6 // R_L)$$

故

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = - \left(1 + \frac{R_8}{R_3} \right) \frac{R'_L}{R_7} \quad (7.4.3)$$

【例 7.4.4】 电路如图 7.4.4 所示, 试判断电路引进了何种反馈, 并估算闭环电压增益。

解: (1) 判断反馈类型: 在这两个电路中, 输出电压 u_o 是“浮地”的。反馈电压由输出电流 I_o 流过电阻 R_1 而得到, 即反馈信号正比于输出电流 I_o , 故 (a) 图引进了串联电流负反馈; (b) 图引进了并联电流负反馈。

(2) 放大器性能改善: 因为 (a) 图引进了串联电流负反馈, 使输入电阻增大, (b) 图引进了并联电流负反馈, 使输入电阻减小。其他性能改善同上题。

(3) 闭环电压增益估算:

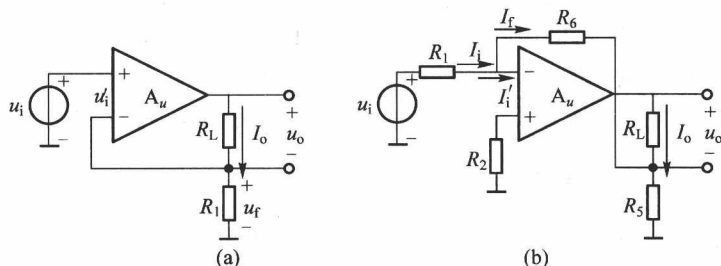


图 7.4.4 在运算放大器电路中引入电流负反馈

(a) 串联电流负反馈 (b) 并联电流负反馈

(a) 图有

$$U_i = U_f = I_{R1} \times R_1 = \frac{U_o}{R_L} \times R_1$$

故

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_L}{R_1} \quad (7.4.4)$$

(b) 图有

$$I_i = I_f$$

其中 $I_i = \frac{U_i}{R_1}$, 若 $R_6 \gg R_5$ 则

$$I_f = -\frac{U_{R5}}{R_6} = -\frac{I_o R_5}{R_6} = -\frac{U_o}{R_L} \times \frac{R_5}{R_6}$$

故

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_L}{R_1} \times \frac{R_6}{R_5} \quad (7.4.5)$$

7.5 正确应用与引入反馈

了解了负反馈对放大器性能的影响,就可指导我们正确地应用和引入反馈,以达到改善放大器性能之目的。

7.5.1 应用和引入反馈的一般原则

(1) 若要稳定直流工作点必须要引入直流负反馈,若要改善放大器的动态交流指标则要引入交流负反馈。

(2) 若要稳定输出电压和减小输出电阻,包括展宽电压增益的带宽(不论是什么原因引起的),或减小非线性失真,展宽输出信号的线性动态范围,或提高输出电压信噪比,则都可引入电压负反馈。

(3) 若要稳定输出电流和增大输出电阻,包括展宽输出电流的带宽(主要是管子内部电容引起的),或减小非线性失真,展宽输出信号的线性动态范围,或提高输出电流信噪比,则都可引入电流负反馈。必须指出,输出电压等于输出电流与负载的乘积,所以若负载阻抗不变,则电流负反馈改善输出电流性能的同时也会使输出电压性能得到改善。

(4) 若要增大输入阻抗,则要引入串联负反馈,若要减小输入阻抗,则要引入并联负反馈。

7.5.2 应用和引入反馈的举例

【例 7.5.1】 电路如图 7.5.1(a) 所示。这是一个两级放大器,第一级为场效应管差分放大器,第二级为运放构成的反比例放大器。

- (1) 计算开环放大倍数 A_u 。
- (2) 为进一步提高输出电压稳定度,展宽频带,减小非线性失真,试正确引入反馈。
- (3) 计算引入反馈后的闭环放大倍数 $A_{uf}=?$
- (4) 若一定要求引入并联电压负反馈,电路应如何改接?

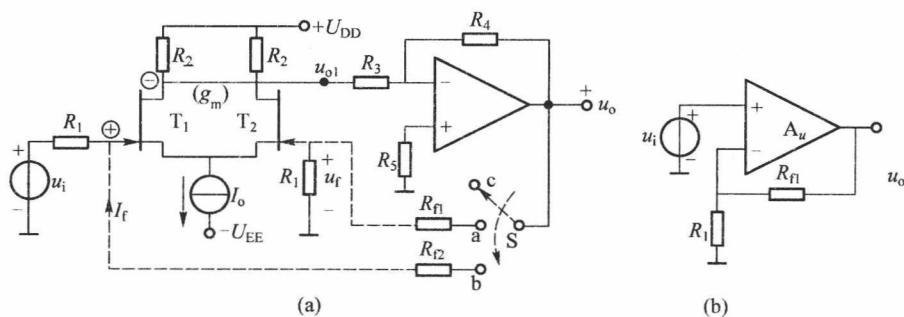


图 7.5.1 例 7.5.1 电路

(a) 电路 (b) 构成串联电压负反馈(S 接 a 点)的电路相当于“同相比例放大器”

解: (1) 计算开环放大倍数 A_u 。

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = A_{u1} \times A_{u2} = \frac{U_{o1}}{U_i} \times \frac{U_o}{U_{o1}} = -\frac{1}{2} g_m (R_2 // R_3) \times \left(-\frac{R_4}{R_3} \right)$$

(2) 为进一步提高输出电压稳定度,展宽频带,减小非线性失真,必须引入电压负反馈。所以反馈支路必须从输出端引出,一种可能是引到 T_1 的栅极(S 接 b, 为并联电压反馈),另一种可能是引到 T_2 的栅极(S 接 a, 为串联电压反馈),关键是看哪一种是负反馈,根据瞬时极性法判断, T_1 漏极与其栅极电压反相,运放输出电压与其输入电压又反相,所以最终输出电压与最初输入电压是同相的,故反馈电流 I_f 是流进 T_1 栅极节点的,可见是正反馈,因此反馈只有引向 T_2 的栅极,这时,差模电压 $U_{id} = U_i - U_f$,所以, S 应接 a, 引入串联电压负反馈。引入串联电压负反馈后的闭环电路可等效为同相比例放大器,如图(b)所示。

(3) 引入反馈后的闭环放大倍数 A_{uf}

假设为深度负反馈,则有

$$U_i \approx U_f = \frac{R_1}{R_1 + R_{\Pi}} U_o$$

故

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_{\Pi}}{R_1}$$

(4) 若一定要求引入并联电压负反馈,那么应使输出电压 U_o 与输入电压 U_i 反相,使反馈电流 I_f 流出 T_1 的栅极节点,这也有两种方法,一是第一级改为从 T_2 漏极输出,使 A_{u1} 为正,二是将第二级改为同相端输入(为同相比例放大器),使 A_{u2} 为正,二者选其一。

【例 7.5.2】 电路如图 7.5.2(a) 所示。若负载是扬声器,则是一个简单的音箱电路,运放采用最普通的 F007(LM741),其开环增益约为 100 dB,开环带宽约为 7 Hz,由于运放输出电流有限(一般为几至几十毫安),所以之后又加了一级互补跟随器,作为电流放大或功率放大器,若要求放大器的上限频率 $f_{\text{Hf}} \geq 50 \text{ kHz}$,下限频率 $f_{\text{Lf}} \leq 10 \text{ Hz}$ 。

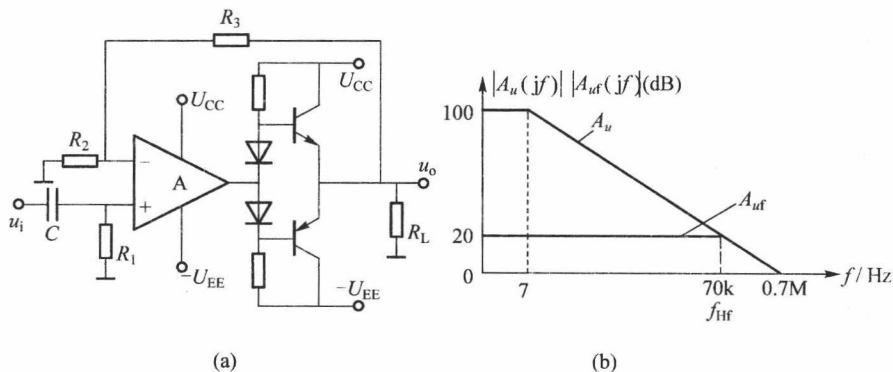


图 7.5.2 简单的音箱电路

(a) 简单的音箱电路 (b) 开环与闭环频率响应

(1) 试设计反馈网络 R_3 、 R_2 ;

(2) 若要求输出电压 U_o 的振幅为 10 V,试问输入电压 U_i 的振幅为多少。

(3) 试设计输入阻容耦合电路 C 、 R_1 。

解: (1) 为了展宽频率响应,电路引入了串联电压负反馈(反馈引到整个电路的反相端),从图(b)可知 LM741 的开环增益为 100 dB,开环带宽为 7 Hz,要使闭环上限频率 $f_{\text{Hf}} \geq 50 \text{ kHz}$,必须引进较深的负反馈,例如使闭环增益下降到 20 dB,带宽展宽为 70 kHz,那么要求闭环放大倍数 $A_{uf} = 10$,又知

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_3}{R_2} = 10$$

选 $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$,则 $R_3 = 9 \text{ k}\Omega$ 。

(2) 若要求输出电压 U_o 的振幅为 10 V,则输入电压 U_i 的振幅为

$$U_i = \frac{U_o}{A_{uf}} = \frac{10 \text{ V}}{10} = 1 \text{ V}$$

(3) 下限频率由输入端 RC 网络决定, 由于 RC 网络处于反馈环路之外, 所以引入反馈对下限频率没有影响, 故下限频率 $f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C} \leq 10 \text{ Hz}$

选 $C = 4.7 \mu\text{F}$, 则 $R_1 = \frac{1}{2\pi f_L C} \geq \frac{1}{2\pi \times 10 \times 4.7 \times 10^{-6}} \approx 3.4 \text{ k}\Omega$ 选 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ 。

7.6 负反馈放大器的稳定性讨论

负反馈的引入改善了放大器的许多性能, 但是由于器件与电路中存在电抗元件, 使放大器产生附加相移, 导致原本为负反馈的放大器演变为正反馈, 从而使放大器工作不稳定, 甚至产生自激振荡。本节就讨论在什么条件下放大器工作不稳定, 如何校正不稳定因素, 让放大器稳定工作。

7.6.1 负反馈放大器稳定工作的条件

在前面的分析中, 我们认为 A 与 F 都是与频率无关的常数, 所以有

$$A_f = \frac{A}{1+AF} \quad (7.6.1)$$

但实际上, 基本放大器的放大倍数 $A(j\omega)$ 在高频区与频率关系极大。例如, 在高频区, 不仅放大倍数绝对值下降, 而且出现了附加相移 $\Delta\varphi(j\omega)$ 。那么, 负反馈方程将与频率有关, 即

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1+A(j\omega)F(j\omega)} \quad (7.6.2)$$

一般反馈系数与频率关系不大, 而放大器附加相移的存在, 是引起放大器不稳定的主要因素。因为, 原来设计的负反馈放大器, 反馈信号 $\dot{X}_f (= F \dot{X}_o)$ 与输入信号 \dot{X}_i 反相, 净输入信号 \dot{X}_i' 减小, 闭环放大倍数减小。而当 $A(j\omega)$ 附加相移越来越大时, \dot{X}_o 、 \dot{X}_f 的相位也随之而变, 原来设计的负反馈电路就有可能演变为正反馈电路。此时, \dot{X}_i 与 \dot{X}_o 变为同相相加, 使净输入信号 \dot{X}_i' 增大, 放大倍数不仅不减小, 反而增大。当 $A(j\omega)$ 的附加相移增大到 -180° , 而且反馈足够强时, 使得环路增益 $A(j\omega) \cdot F(j\omega)$ 为

$$A(j\omega)F(j\omega) = A(j\omega)F = |A(j\omega)F| \angle \Delta\varphi(j\omega) = -1 \quad (7.6.3a)$$

$$|A(j\omega)F| = 1 \quad (7.6.3b)$$

$$\Delta\varphi(j\omega) = \pm(2n+1)\pi \quad (n \text{ 为整数}) \quad (7.6.3c)$$

则

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1-A(j\omega)F} = \infty \quad (7.6.4)$$

这说明, 放大器没有输入信号也有输出信号, 放大器已失去了正常的放大功能, 而产生了自激振荡。式(7.6.3b)称为振荡的振幅条件。 $|A(j\omega) \cdot F| = |\dot{X}_f / \dot{X}_i'| = 1$, 表示反馈信号等于放大器所需的净输入信号。式(7.6.3c)称为振荡的相位条件, 它表示附加相移使负反馈演变为正反馈。如果, 要放大器稳定地正常放大, 则必须要远离振荡的振幅条件和相位条件。一般要求当 $|A(j\omega) \cdot F| = 1$ 时, $\Delta\varphi(j\omega)$ 要小于 -135° , 即所谓离开 -180° 还有 45° 的相位裕度。同理, 对应于

$\Delta\varphi(j\omega) = \pm 180^\circ$, $|A(j\omega) \cdot F|$ 应小于 0 dB, 一般应保证有 -10 dB 的“幅度裕度”。如图 7.6.1 所示, A 曲线是稳定的, B 曲线是不稳定的。

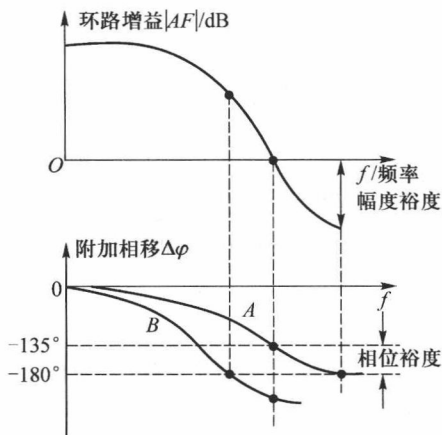


图 7.6.1 用环路增益来判断放大器的稳定性

7.6.2 利用开环增益的波特图来判别放大器的稳定性

如果反馈网络 F 为常数, 则我们可以用开环增益 $A(j\omega)$ 直接来判断放大器是否能稳定工作。我们以集成运算放大器为例来说明该问题。某运算放大器的开环特性 $A(j\omega)$ 为一个三极点放大器, 即

$$A(j\omega) = \frac{A_1}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_2}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_3}\right)} = \frac{10\,000}{\left(1+j\frac{f}{1\text{ kHz}}\right)\left(1+j\frac{f}{10\text{ kHz}}\right)\left(1+j\frac{f}{100\text{ kHz}}\right)} \quad (7.6.5)$$

画出开环频率响应波特图如图 7.6.2(a) 所示。由于三个极点距离较远, 对应三个频率转折点的附加相移的计算就比较简单。如图 7.6.2(a) 所示, 第一个拐点 ($f_1 = 1\text{ kHz}$) 为主极点, 附加相移为 -45° ; 第二个拐点 ($f_2 = 10\text{ kHz}$) 附加相移为 -135° (因为第一个极点相移接近于 -90° , 第二个极点相移为 -45° , 合起来为 -135°); 第三个拐点 ($f_3 = 100\text{ kHz}$) 附加相移为 -225° (第一极点相移为 -90° , 第二极点相移为 -90° , 第三极点相移为 -45° , 合起来为 -225°)。“ -180° ”点就在第二拐点和第三拐点之间。

接成同相比例放大器, 如图 7.6.2(b) 所示, 其闭环增益为

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1+A(j\omega)F} \quad (7.6.6)$$

在低频和中频时 $|A(j\omega) \cdot F| \gg 1$, 所以

$$A_f(j\omega) \approx \frac{1}{F} = \frac{R_1+R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

高频区, $|A(j\omega)|$ 下降, 若 $|A(j\omega) \cdot F| \ll 1$, 则

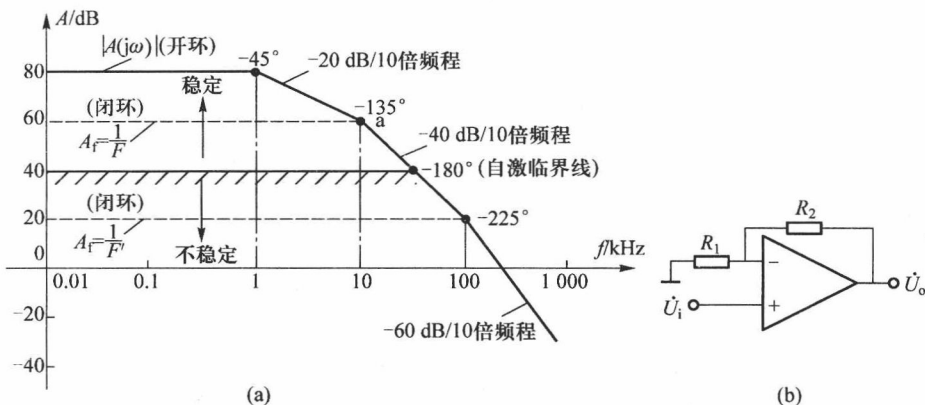


图 7.6.2 用开环增益来判断放大器的稳定性自激临界线
(a) 用开环增益来判断放大器的稳定性 (b) 运放接成同相比例放大器

$$A_f(j\omega) \approx A(j\omega)$$

由此可见,闭环特性可近似为图 7.6.2(a) 的虚线所示。闭环特性与开环特性的交点 a 表示

$$|A(j\omega)| \cdot F = 1 \quad (7.6.7)$$

若该交点落在 -180° 以上,表明放大器是稳定的。若交点落在 -180° 附近或以下,表明放大器是不稳定的,如图 7.6.2(a)。一般要求放大器至少有 45° 的相位裕度,所以,对应 $F \leq 1/1000$,则 $|A_f(j\omega)| \geq 60$ dB,放大器能稳定工作。反之,增强负反馈, $F > 1/1000$, $|A_f(j\omega)| < 60$ dB,则放大器不能稳定工作。例如, $A_f = 20$ dB,放大器是不稳定的。可见,反馈越强,稳定性越不易保证。

图 7.6.3(b) 给出运放 OP37 的开环幅频特性与相频特性,图 7.6.3(a) 电路接成同相比例放大器,闭环增益 $A_f = 1/F = 2$ (6 dB),由图 7.6.3(b) 可见, $1/F$ 线与开环幅频特性相交点,即 $AF = 1$ 处,相移已超过 -180° ,可见该放大器不稳定,图 7.6.3(c) 仿真结果表明产生了自激振荡,图 7.6.3(d) 是消振后的输入、输出波形。

7.6.3 常用的消振方法——相位补偿法

从前面的分析可知,负反馈越深,放大器的性能改善越多,但也越容易自激振荡。为了提高放大器在深反馈条件下的工作稳定性,一般采用的消振方法为相位补偿法,即外加一些元件来校正放大器的开环频率特性,破坏自激振荡条件,以保证闭环稳定工作。

1. 电容滞后补偿

这种补偿方法是在放大器时间常数最大的那一级里并接补偿电容 C ,以高频增益下降更多来换取稳定工作之目的。如图 7.6.4 所示,以 $F' = 0.1$ 为例,要满足有 45° 的相位裕度,必须将第二个拐点移至与 $1/F' = 10$,即 20 dB 线的交点 a' 上,然后,以 -20 dB/10 倍频程的斜率作一线交至 b' ,那么 b' 点就成为校正后频率特性的第一个极点 (f'_1), a' 为校正后的频率特性的第二个极点。新的开环带宽为 f'_1 ,新的闭环带宽为 f_2 , $f'_1 \ll f_1$,可见,单纯的电容补偿是以牺牲带宽来换取稳定的。

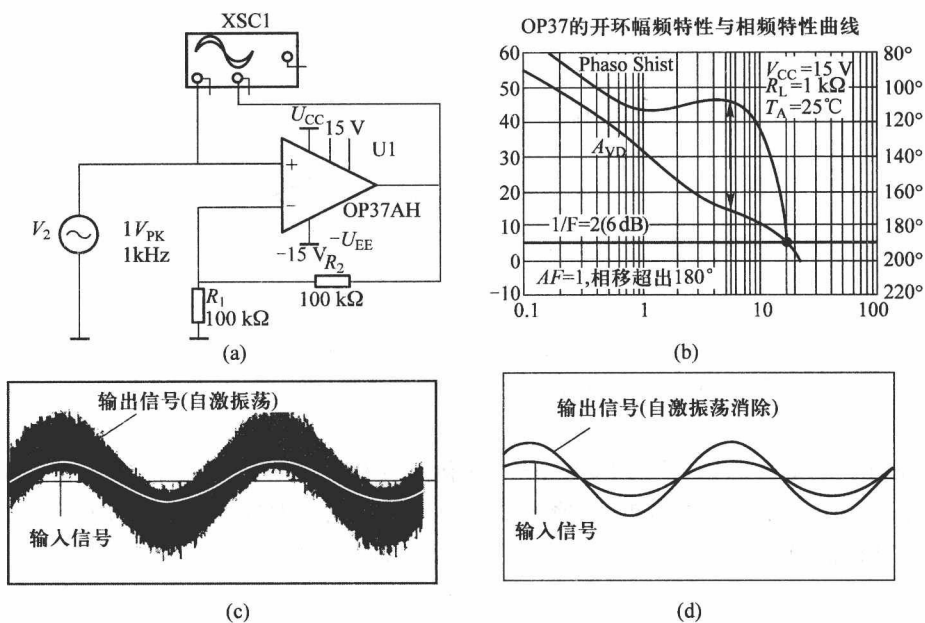


图 7.6.3 放大器不稳定(产生自激)的原理及仿真波形

(a) 仿真电路 (b) OP37 频率响应 (c) 产生自激的输出波形 (d) 消振后的正常放大波形

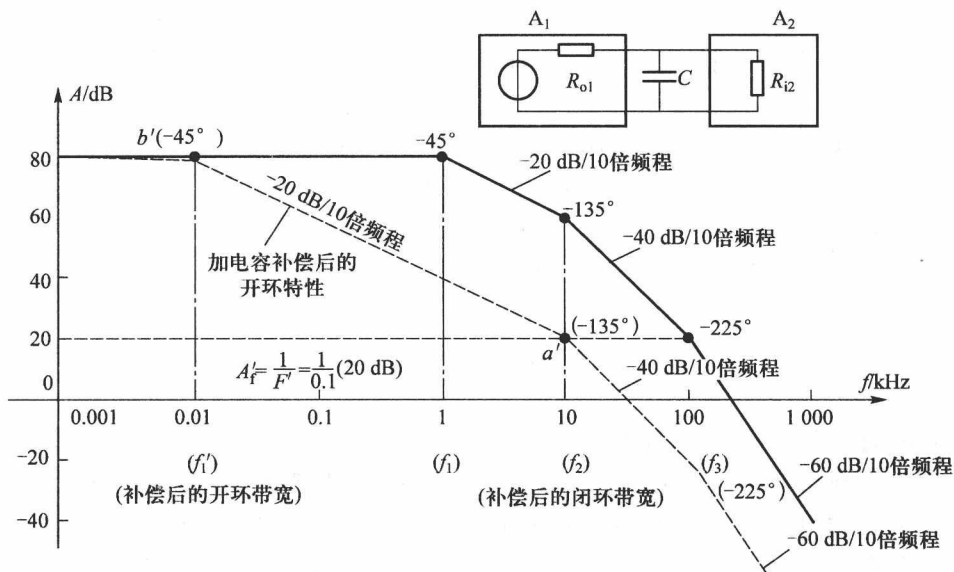


图 7.6.4 电容滞后补偿的开环频率特性波特图

【例 7.6.1】 密勒效应补偿

利用密勒效应进行补偿,可大大减小电容滞后补偿的电容容量。如图 7.6.5 所示,跨接在 A_2 输入端和输出端的电容等效到 A_2 的输入端,其容量增大为 $(1+A_2)$ 倍,即

$$C' = (1 + |A_2|)C$$

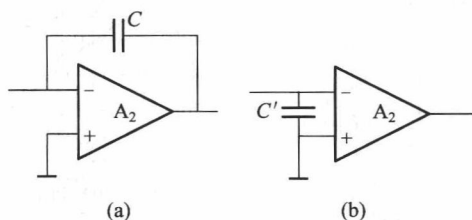
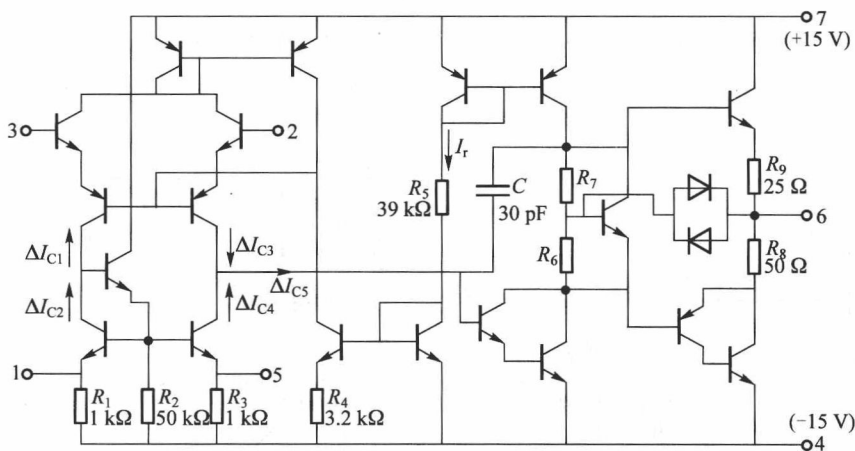


图 7.6.5 密勒等效电容

(a) 跨接在 A_2 输入输出端的电容 (b) 将 C 等效到 A_2 输入端的密勒等效电容

若 $C = 30 \text{ pF}$, $|A_2| = 1\,000$, 则 $C' = 30\,000 \text{ pF}$ 。密勒效应补偿在集成电路中有着广泛的应用。因为集成电路工艺不宜制作大容量电容, 密勒效应补偿使小电容发挥大电容的作用。运放 F007 就是密勒电容补偿的典型例子, 图 7.6.6 中的 C 就是密勒补偿电容 (30 pF)。

图 7.6.6 F007 的密勒电容补偿 ($C = 30 \text{ pF}$)

【例 7.6.2】 图 7.6.7 分别给出两个含密勒补偿电容的典型运放 OPA227 和 OPA228 的开环幅频特性和开环相频特性曲线。由图 (a) 可见, 将 OPA227 接成跟随器, 闭环增益为 0 dB 时, 对应的滞后相位约为 -120° , 即离 -180° 有 60° 的相位裕度。而 OPA228 接成跟随器, 闭环增益为 0 dB 时, 对应的滞后相位约为 -160° , 即离 -180° 仅有 20° 的相位裕度。故 OPA227 十分稳定, 而 OPA228 则要求闭环增益大于 5, 否则闭环增益太小, 不能保证稳定。

【例 7.6.3】 如果由于外界因素影响, 依靠运放内部补偿还不足以消振, 那么可以仿造密勒补偿来进一步消振, 一个参考电路如图 7.6.8 所示。

2. 零极点对消——RC 滞后补偿

单纯的电容滞后补偿对带宽损失太大, 用 RC 滞后补偿可在 $A(j\omega)$ 中引入一个零点, 该零点

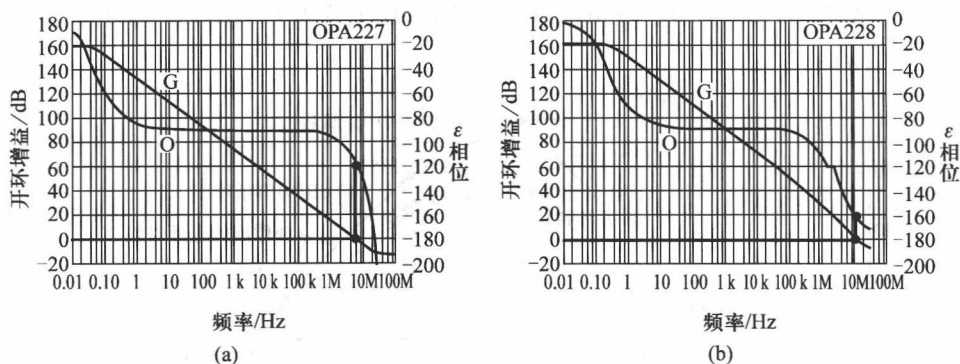


图 7.6.7 开环幅频特性和开环相频特性曲线

(a) OPA227 的开环幅频特性和开环相频特性曲线 (b) OPA228 的开环幅频特性和开环相频特性曲线

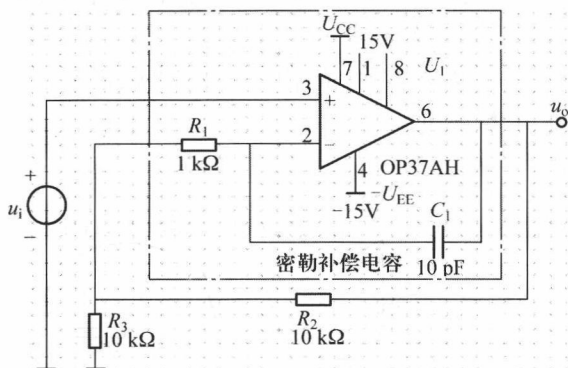


图 7.6.8 密勒补偿电容消除自激电路

与 $A(j\omega)$ 的一个极点相消,从而使放大器补偿后的频带损失较小。

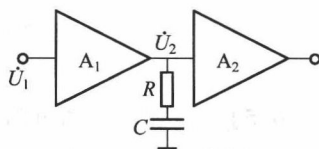
电路如图 7.6.9 所示,在时间常数最大的一级放大器的输出端并接 RC 串联补偿网络,分析结果得知,这种补偿使放大器开环增益表达式的分子增加了一个零点,如下式所示

$$A(jf) = \frac{A_1 \left(1 + j \frac{f}{f'_2} \right)}{\left(1 + j \frac{f}{f'_1} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_2} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_3} \right)}$$

若选择 R, C 值,使 $f'_2 = f_2$,则零点与极点相消,那么新的加 RC 补偿的开环增益表达式为

$$A(jf) = \frac{A_1}{\left(1 + j \frac{f}{f'_1} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_3} \right)} \quad (7.6.8)$$

新的开环特性如图 7.6.10 所示。对比单纯的电容补偿和 RC 补偿,可以发现后者对频宽有所改

图 7.6.9 零极点对消—— RC 滞后补偿

善。仍以 $F=0.1$ 为例, 为保证 45° 的相位裕度, 新的开环带宽为 f'_1 , 闭环带宽为 f_3 。

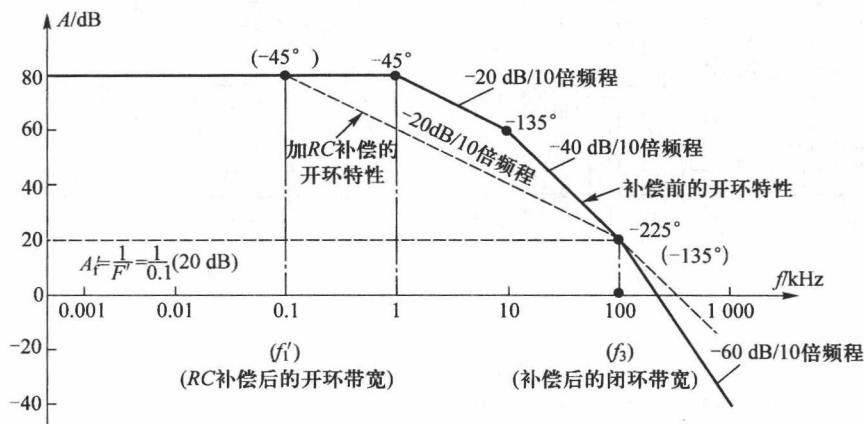


图 7.6.10 零极点对消——RC 滞后补偿开环频率特性波特图

【例 7.6.4】 如果由于外界因素影响, 依靠运放内部补偿还不足以消振, 那么也可采用额外的零极点对消电路, 如图 7.6.11 所示。

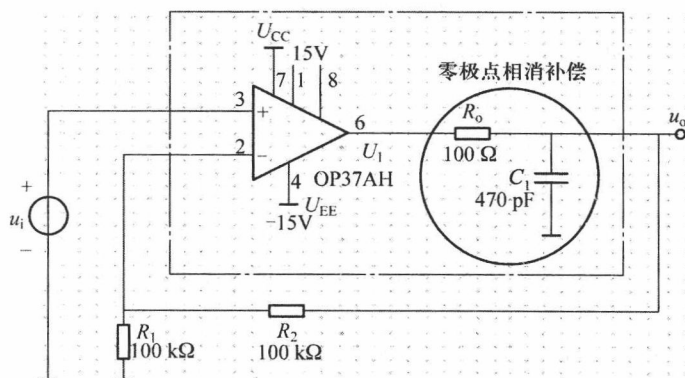


图 7.6.11 运放外的零极点对消补偿电路

【例 7.6.5】 添加小隔离电阻 R_{iso} , 消除由于大负载电容引起的不稳定

如果运放需要驱动大负载电容 (如 $C_L = 1 \mu\text{F}$), 容易引起自激, 为了消除自激振荡, 保证电路稳定工作, 通常在运放输出端串联一个小的隔离电阻 R_{iso} (一般为几欧姆至几十欧姆), 如图 7.6.12(a) 所示, 建议 R_{iso} 的取值与 C_L 的关系如图 7.6.12(b) 所示, R_{iso} 与 C_L 构成 RC 零极点相消补偿, 以达到稳定消振之目的。

3. 超前补偿

负反馈自激振荡的条件为环路增益 $|A(j\omega) \cdot F(j\omega)| = 1$, 相移 $\Delta\varphi = \Delta\varphi_A + \Delta\varphi_F = -180^\circ$ 。前面分析中, 我们设 F 不是频率的函数, 用校正 $A(j\omega)$ 的办法来消振。如果我们设计成 F 是频率的函数, 而且在 $F(j\omega)$ 的表达式中引入一“超前相移”, 与 $A(j\omega)$ 的“滞后相移”相抵消, 而使总相移

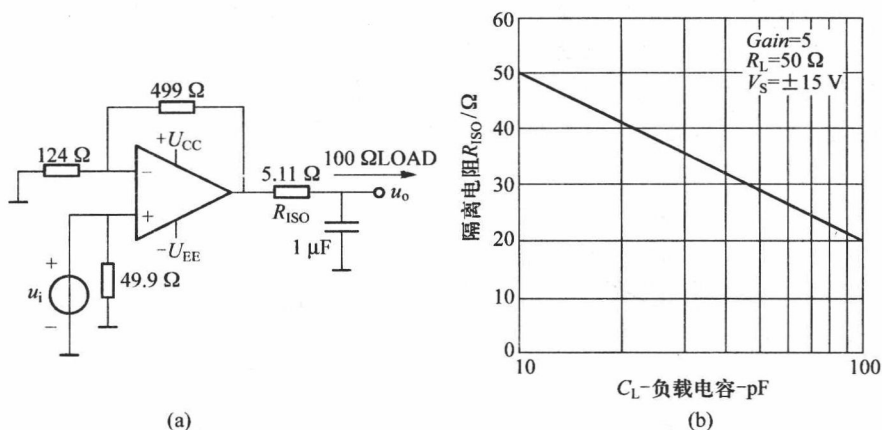


图 7.6.12 大电容负载下的 RC 零极点相消补偿
(a) 添加隔离小电阻 R_{ISO} 的电路 (b) 建议 R_{ISO} 的取值与 C_L 的关系曲线

小于 -180° , 那么, 同样可以达到消振的目的。其方法是在反馈电阻 R_f 上并联一个几十皮法至几百皮法的电容 C , 如图 7.6.13 所示。

$$F = \frac{R_1}{R_1 + \left(R_f // \frac{1}{j\omega C} \right)} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_f} \right) \left(\frac{1 + j\omega R_f C}{1 + j\omega R' C} \right)$$

式中 $R' = R_1 // R_f$, 记 $F_o = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$, $f_1 = \frac{1}{2\pi R_f C}$, $f_2 = \frac{1}{2\pi R' C}$,

则

$$F = F_o \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \quad (f_1' < f_2) \quad (7.6.9)$$

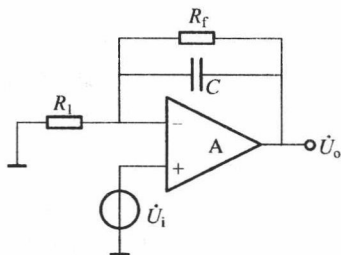


图 7.6.13 超前补偿

可见, F 表达式分子中引入了一个零点, 该零点使相位超前 $\arctan(f/f_1)$, 从而使环路增益总相位超前一个角度, 破坏了自激振荡条件, 保持了反馈放大器稳定工作。

7.7 正反馈应用之一——迟滞比较器与弛张振荡器

在放大器和滤波器中, 引入负反馈来改善性能, 一般尽量避免正反馈, 以保证电路的稳定工作。但在振荡器中则恰恰相反, 必须引入正反馈, 让电路具有自我补充能量的功能, 以保证在没有输入激励的情况下, 电路自动起振并维持振荡, 从而得到所需产生的某种信号波形, 如方波、三角波、正弦波等。

7.7.1 迟滞比较器

1. 简单比较器存在的问题

在第五章中曾经介绍过电压比较器, 如图 7.7.1(a) 所示, 一个简单比较器主要存在两个问

题:一是输出电压转换时间受比较器翻转速度(即压摆率 SR)的限制,导致高频脉冲的边缘不陡峭,如图 7.7.1(b)所示;二是抗干扰能力差,如图 7.7.1(c)所示,若 u_i 在参考电压 u_r 附近有噪声或干扰,则输出波形将产生错误的跳变,直到 u_i 远离 u_r 值才稳定下来,如果对受干扰的 u_o 波形去计数或测频,则计数值会多出许多,测出的频率也会比实际值高许多。

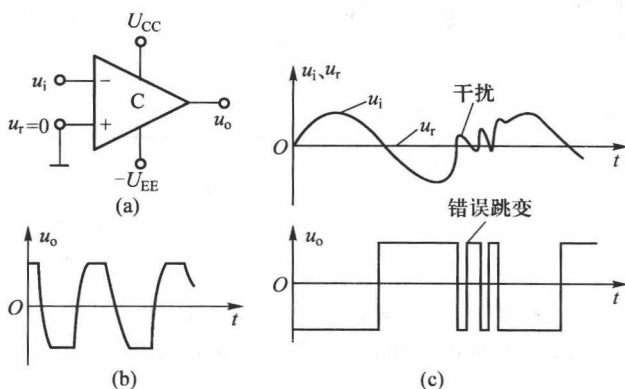


图 7.7.1 简单电压比较器存在的问题

(a) 简单电压比较器电路 ($u_r = 0$) (b) 输出波形边缘不陡峭 (c) 受干扰产生错误跳变

2. 引入正反馈的比较器——迟滞比较器

为了克服以上两个问题,在比较器中引入正反馈,构成正反馈比较器,由于该比较器的传输特性曲线像磁滞回线,故又称为“迟滞比较器”。迟滞比较器有很强的抗干扰能力,而且,正反馈的累积过程加速了状态翻转,从而改善了输出波形的边缘陡度。

(1) 反相输入的迟滞比较器

反相输入的迟滞比较器电路如图 7.7.2(a)所示,其中 R_2 将 u_o 反馈到比较器的同相端,与 R_1 一起构成正反馈,其正反馈系数 F 为

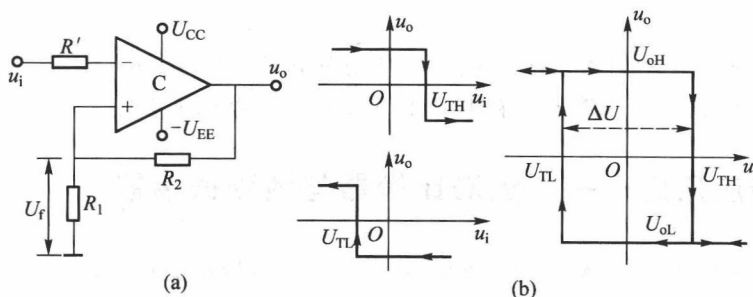


图 7.7.2 迟滞比较器电路及传输特性曲线

(a) 迟滞比较器电路 (b) 传输特性曲线

$$F = \frac{U_f}{U_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (7.7.1)$$

下面分析该电路的传输特性。因为信号加在比较器的反相端,所以当 u_i 为负时,则 u_o 必为正,且等于高电平 $U_{oh} = U_{cc}$,此时,同相端的正反馈电压 U_f 为比较器的输入参考电压 U_{rl} ,即

$$U_{r1} = U_f = F U_{oH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{CC} \quad (7.7.2)$$

当 u_i 由负逐渐向正变化, 且当 $u_i = u_f = u_{r1}$ 时, 输出将由高电平转换为低电平, 称 u_o 由高变低所对应的 u_i 转换电平为“上门限电压 U_{TH} ”, 即

$$U_{TH} = U_{r1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{oH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{CC} \quad (7.7.3)$$

而后, u_i 再增大, u_o 将维持在低电平 $u_o = U_{oL} = -U_{EE}$ 。故必须注意到, 正反馈电压也随之变负, 因此参考电平将变为 U_{r2}

$$U_{r2} = U_{r2} = F U_{oL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-U_{EE}) = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{EE} \quad (7.7.4)$$

反之, u_i 由正向负值变化时, 其比较电平为 U_{r2} , 当 u_i 等于或小于 U_{r2} 时, 比较器再次由低向高翻转, 故 U_{r2} 又称为“下门限电压 U_{TL} ”, 即

$$U_{TL} = U_{r2} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{oL} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{EE} \quad (7.7.5)$$

综上所述, 引入正反馈的比较器的传输特性如图 7.7.2(b) 所示, 由于它像磁性材料的磁滞回线, 故称之为迟滞比较器或滞回比较器。迟滞比较器的上、下门限电压之差称为“回差”, 用 ΔU 表示为

$$\begin{aligned} \Delta U &= U_{TH} - U_{TL} = F(U_{oH} - U_{oL}) \\ &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{CC} + U_{EE}) \\ &= 2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{CC} \end{aligned} \quad (7.7.6)$$

正是由于回差的存在, 才提高了比较器的抗干扰能力。只要干扰大小不超过回差值, 比较器就不会产生错误的翻转跳变。如图 7.7.3 所示。

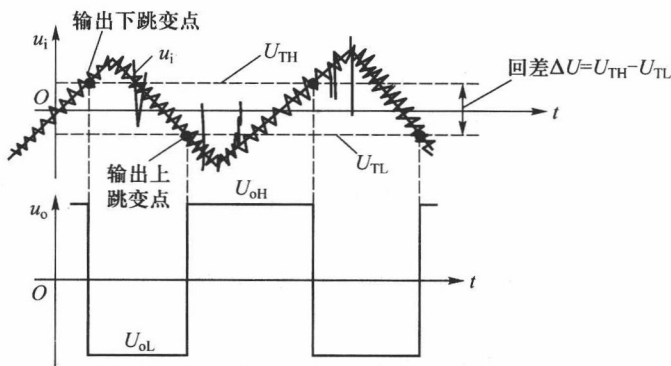


图 7.7.3 迟滞比较器的回差和抗干扰能力

(2) 同相输入的迟滞比较器

电路如图 7.7.4(a) 所示, 信号与反馈都加到比较器同相端, 而反相端接参考电平 u_r (图中 $u_r = 0$)。当输入电压 u_i 为负极性时, 输出电压 u_o 也为负, 且 $U_o = U_{oL} = -U_{EE}$ 。只有当 u_i 极性变正, 并

当同相端电压 $U_+ = U_- = 0$ 时,输出状态才可能由负 (U_{oL}) 向正 (U_{oH}) 跳变,据此可以确定 $U_{oL} \rightarrow U_{oH}$ 跳变的 u_i 上门限电压 U_{TH} 为

$$U_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

$$U_{TH} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{oL} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

故

$$U_{TH} = -\frac{R_1}{R_2} U_{oL} = \frac{R_1}{R_2} U_{EE} \quad (7.7.7)$$

同理,当 u_i 由正向负变化时,可确定 U_o 由高电平 ($U_{oH} = U_{CC}$) 向低电平 ($U_{oL} = -U_{EE}$) 跳变的输入下门限电压 U_{TL} 为

$$U_{TL} = -\frac{R_1}{R_2} U_{oH} = -\frac{R_1}{R_2} U_{CC} \quad (7.7.8)$$

同相输入迟滞比较器的回差 ΔU 为

$$\Delta U = \frac{R_1}{R_2} (U_{EE} + U_{CC}) = 2 \frac{R_1}{R_2} U_{CC} \quad (7.7.9)$$

由式可见,若 $R_1 \geq R_2$,则要使状态翻转,要求输入信号将很大。同相输入迟滞比较器的传输特性曲线如图 7.7.4(b) 所示。

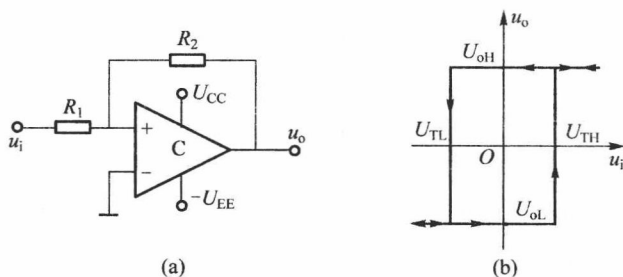


图 7.7.4 同相输入迟滞比较器及其传输特性曲线

(a) 电路 (b) 传输特性曲线

迟滞比较器又名施密特触发器,是一个只有两个状态的双稳态电路,具有记忆功能,靠外信号使其状态翻转。

【例 7.7.1】 电路如图 7.7.5(a) 所示,输入信号 u_i 的波形如图(b) 所示,试画出 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形图。

解: (1) 首先判断电路组态,观察电路可知,第一级 (A_1) 引进负反馈,构成反相比例放大器,第二级 (A_2) 引进正反馈,构成反相输入的迟滞比较器,其传输特性分别如图 7.7.6(a)、(b) 所示。

(2) u_{o1} 波形

第一级反相比例放大器的闭环增益为

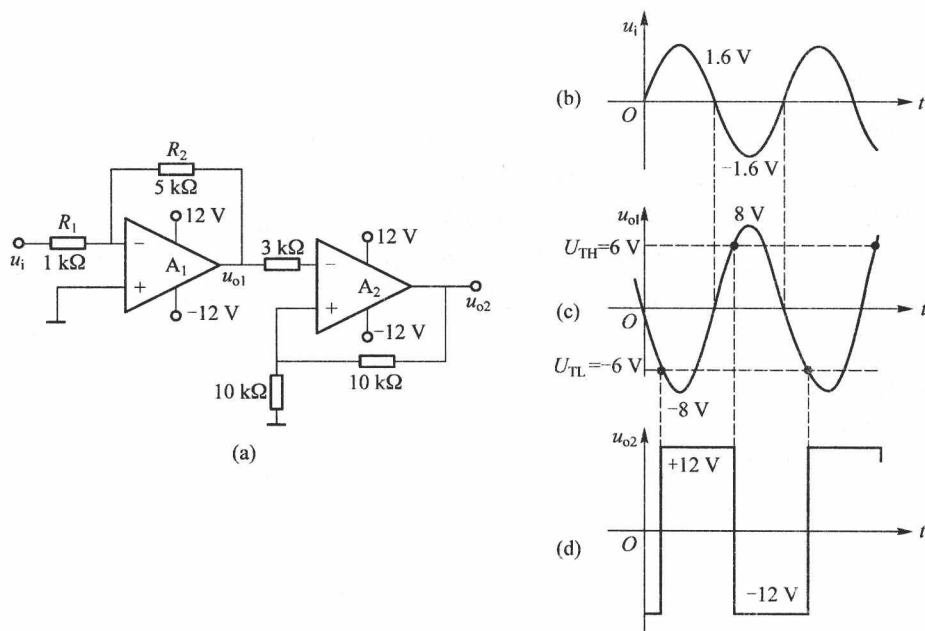


图 7.7.5 【例 7.7.1】的电路及波形图

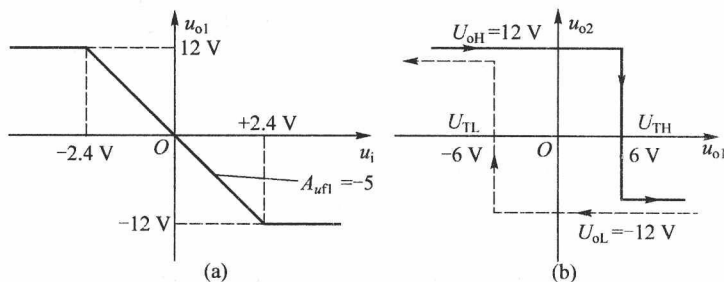
(a) 电路 (b) 输入波形 u_i (c) 第一级输出波形 u_{o1} (d) 第二级输出波形 u_{o2} 

图 7.7.6 传输特性

(a) 第一级反比例放大器传输特性 (b) 第二级反相输入迟滞比较器的传输特性

$$A_{uf1} = -\frac{R_2}{R_1} = -5$$

故

$$u_{o1} = -5 \times 1.6 \sin \omega t = -8 \sin \omega t (\text{V})$$

其波形如图 7.7.5(c) 所示。

(3) u_{o2} 波形根据第二级电路及反相输入迟滞比较器的传输特性,得上门限电压 $U_{TH} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} U_{CC}$ $= 6 \text{ V}$, 下门限电压 $U_{TL} = -\frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} U_{EE} = -6 \text{ V}$, 回差 $\Delta U = 12 \text{ V}$, 故得 u_{o2} 波形如图 7.7.5(d)

所示。

7.7.2 弛张振荡器

弛张振荡器即方波-三角波产生器,对于方波信号而言,其状态有时维持不变,有时则发生突跳,为区别于正弦波振荡器,将这种有张有弛的信号发生器称为弛张振荡器。弛张振荡器必须引入正反馈,它由两部分组成,一部分是迟滞比较器组成的状态记忆电路,另一部分是控制状态转换的 RC 定时电路,二者构成闭环系统,如图 7.7.7 所示。

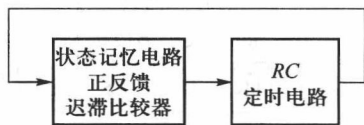


图 7.7.7 弛张振荡器框图

1. 单运放弛张振荡器

单运放弛张振荡器电路如图 7.7.8(a) 所示。其中带正反馈的运放构成迟滞比较器,即状态记忆电路, RC 充放电电路组成非理想的积分器,即定时电路,电容器电压 u_c 作为迟滞比较器的输入信号来控制比较器状态翻转。

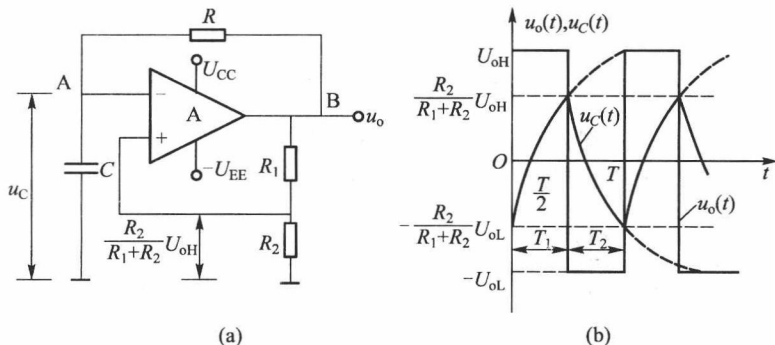


图 7.7.8 单运放弛张振荡器及振荡波形

(a) 单运放弛张振荡器电路 (b) 单运放弛张振荡器的振荡波形

当输出电压 u_o 为高电平 $U_{oH} = U_{CC}$ 时,输出电压通过电阻 R 给电容 C 充电, u_c 以指数规律上升,趋向 U_{oH} ,此时同相端正反馈电压 U_+ 为

$$U_+ = U_T = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{oH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC} = U_{TH} \quad (7.7.10)$$

该电压也是上门限电压 U_{TH} ,当 u_c 上升到 U_{TH} 时,比较器状态翻转, u_o 由高变低, $U_o = U_{oL} = -U_{EE}$,一旦 u_o 变为低电平,电容转为放电,后又被反向充电,并以指数规律下降,当 u_c 下降到比较器的下门限电压 U_{TL} 时,比较器状态再次翻转, u_o 由低重新变高,

$$U_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{oL} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{EE} \quad (7.7.11)$$

周而复始,在比较器的输出端得到方波 u_o ,在电容器上得到非理想的近似三角波,由于电容充电与放电的时常数是相同的,充电、放电速度一样,故方波的占空比为 50%,其波形如图 7.7.8(b) 所示。由图可见,方波的峰峰值为

$$U_{oPP} = U_{oH} - U_{oL} = U_{CC} - (-U_{EE}) = U_{CC} + U_{EE} = 2U_{CC} \quad (7.7.12)$$

近似三角波的峰峰值等于比较器的回差,为

$$U_{\text{CPP}} = U_{\text{TH}} - U_{\text{TL}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} [U_{\text{CC}} - (-U_{\text{EE}})] = 2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{CC}} \quad (7.7.13)$$

振荡频率 f_0 与哪些因素有关? 因为频率是周期的倒数,即

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{2T_1} \quad (7.7.14)$$

故只要计算 T_1 , 就可得到振荡频率 f_0 。利用三要素法计算 T_1 , 如图 7.7.8(b) 所示,

$$u_c(t) = U_c(\infty) - [U_c(\infty) - U_c(0)] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (7.7.15)$$

式中, 趋向值: $U_c(\infty) = U_{\text{OH}} = U_{\text{CC}}$

$$\text{初始值: } U_c(0) = U_{\text{TL}} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} |U_{\text{OL}}|$$

时常数: $\tau = RC$

$$\text{转换值: 当 } t = T_1 \text{ 时, } u_c(T_1) = U_{\text{TH}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{OH}}$$

将上列参数代入式(7.7.13)中,得

$$T_1 = \tau \ln \frac{U_{\text{OH}} - U_{\text{TL}}}{U_{\text{OH}} - U_{\text{TH}}} \quad (7.7.16)$$

故振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2T_1} = \frac{1}{2RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)} \quad (7.7.17)$$

可见, 改变电容充放电时常数 RC 和正反馈系数, 即 $R_2/(R_1 + R_2)$ 的比例, 均可改变 f_0 。

【例 7.7.2】 电路如图 7.7.9(a) 所示, 试定性画出 $u_o(t)$ 和 $u_c(t)$ 的波形图。

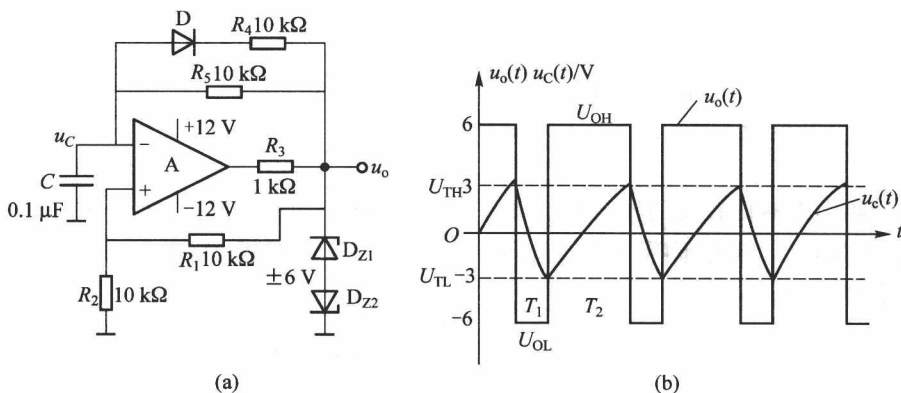


图 7.7.9 单运放弛张振荡器电路及其波形图

(a) 电路 (b) 波形图

解: 首先观察电路, 运放输出端接了一对稳压管, 其正负击穿电压为 6 V, R_3 是稳压管的限流

电阻,因此输出方波电压的幅度不是 12 V,而是 6 V。近似三角波的幅度为

$$U_{TH} = |U_{TL}| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z = \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \times 6 \text{ V} = 3 \text{ V}$$

由于在 RC 回路中串联了一支二极管 D ,当输出高电平时,二极管截止,电容 C 充电时间常数为 $R_5 C$,而当输出低电平时,二极管导通,电容 C 放电时间常数为 $(R_5 // R_4) C$,可见充电速度比放电慢,占空比 $D = \frac{T_2}{T_1 + T_2} > 50\%$ 。 $u_o(t)$ 和 $u_c(t)$ 的波形如图 7.7.9(b) 所示。

2. 双运放弛张振荡器

图 7.7.8(a) 电路不能保证电容 C 恒流充放电,随着电容电压的升高,充放电电流将减小,所以三角波线性不好。为此将 RC 电路改为理想积分器,电路如图 7.7.10(a) 所示。图中 A_1 组成同相输入的正反馈迟滞比较器, A_2 组成反相输入的理想积分器,积分器输出去控制迟滞比较器状态的翻转,故 A_1 输出 u_{o1} 为方波。电位器 R_p 是用来调节积分电容 C 的充放电电流的大小的,该电流 $i_c = \alpha U_{o1} / R$ (α 为电位器 R_p 的分压比),与电容 C 的电压无关,保证了 C 为恒流充放电,故 A_2 输出为线性很好的三角波。其波形如图 7.7.10(b) 所示。方波振幅 $U_{oH} = |U_{oL}| = U_{CC}$, u_{o1} 峰峰值为

$$U_{o1pp} = 2U_{CC} \quad (7.7.18)$$

因为电容 C 充放电时常数相同 ($\tau = RC$), 所以方波占空比为 50% ($T_1 = T_2$)。

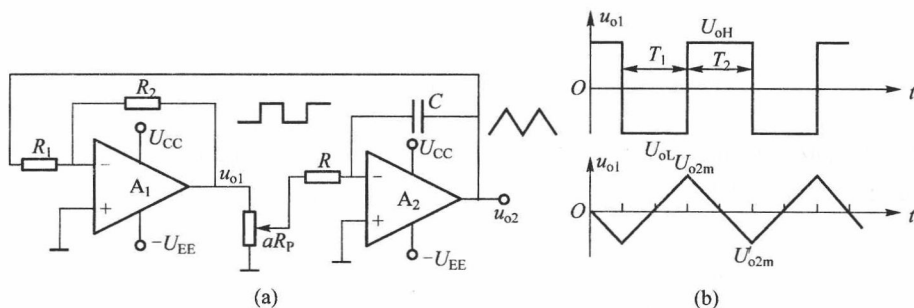


图 7.7.10 双运放弛张振荡器及其振荡波形

(a) 电路 (b) 波形

三角波振幅由迟滞比较器的转换电平决定,当 A_1 的输出为高电平,即 $U_{o1} = U_{oH} = U_{CC}$ 时,积分电容 C 充电, A_2 输出 u_{o2} 线性下降, A_1 同相端电压 U_+ 为 u_{o1} 与 u_{o2} 的叠加,当 $U_+ = U_- = 0$ 时, A_1 的输出电平将发生翻转,因为

$$U_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{o1} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{o2} = U_- = 0$$

故

$$U_{o2} = U'_{o2m} = -\frac{R_1}{R_2} U_{oH} = -\frac{R_1}{R_2} U_{CC}$$

反之当 A_1 的输出为低电平,即 $U_{o1} = U_{oL} = -U_{EE}$ 时,积分电容 C 放电, A_2 输出 u_{o2} 线性上升,得

$$U_{o2} = U_{o2m} = -\frac{R_1}{R_2} U_{oL} = \frac{R_1}{R_2} U_{EE}$$

那么

$$U_{o2pp} = 2 \frac{R_1}{R_2} U_{CC} \quad (7.7.19)$$

该电路的振荡频率分析如下:在 T_1 时内,电容 C 的电压增量 $\Delta U_c = 2 \frac{R_1}{R_2} U_{CC}$,电容 C 为恒流充放电,故有

$$\Delta U_c = 2 \frac{R_1}{R_2} U_{CC} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \int_0^{T_1} i_c dt = \frac{1}{C} \frac{\alpha U_{CC}}{R} T_1$$

因此

$$T_1 = \frac{2RCR_1}{\alpha R_2}$$

$$f_0 = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{2T_1} = \frac{\alpha R_2}{4RCR_1} \quad (7.7.20)$$

可见, RC 越小(充放电速度越快), α 越大(充放电电流越大), R_2/R_1 越大(三角波振幅越小),振荡频率 f_0 越高,最高振荡频率将会受运放压摆率 SR 的限制。

【思考题】如要求双运放弛张振荡器的占空比可调,可采取什么措施,请画出改进后的电路。

7.8 正反馈应用之二——正弦振荡器

7.8.1 RC 文氏桥正弦振荡器

可以想象,如果只让某一个频率满足振荡条件,则可以得到单一频率的正弦波。

1. 正弦振荡条件

进一步从正反馈的观点来分析振荡条件,如图 7.8.1 所示,若维持放大器输出 u_o 所需的输入信号为 u_i ,而反馈信号 u_f 又恰好与 u_i 等值同相,则该电路不需要外部信号激励而维持自激振荡。所以,振荡条件为

$$\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \times \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_i} = 1 \quad (7.8.1)$$

首先要满足振荡的相位平衡条件——正反馈,即

$$\varphi_A + \varphi_F = \pm 2\pi n, n = 0, 1, 2, \dots \quad (7.8.2)$$

同时要满足振荡的振幅平衡条件,即

$$|\dot{A}\dot{F}| = 1 \quad (7.8.3)$$

在满足正反馈条件下,若 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$,会产生增幅振荡,若 $|\dot{A}\dot{F}| < 1$,会产生衰减振荡,若 $|\dot{A}\dot{F}| = 1$,会产生等幅振荡。在起振时,要求 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$ 。

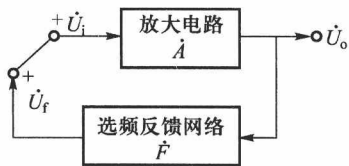


图 7.8.1 振荡器正反馈框图

在正弦振荡器中,反馈网络必须是一个选频网络,以保证只有一个频率的信号满足振荡条件。

2. 文氏桥正弦振荡器

文氏桥正弦振荡器是由放大器和一个 RC 串并联选频网络构成的正反馈电路。

(1) RC 串并联选频网络

RC 串并联选频网络电路如图 7.8.2 所示,一般情况下两电容和两电阻取值相等,其反馈系数 \dot{F} 的表达式为

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega RC}} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (7.8.4)$$

式中, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, 其振幅频率响应为

$$|\dot{F}| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (7.8.5)$$

其相位频率响应为

$$\varphi_F = -\arctan \frac{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}}{3} \quad (7.8.6)$$

当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时, $|\dot{F}| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} = \frac{1}{3}$, 达到最大, 此时, $\varphi_F = 0$ 。

RC 串并联选频网络的选频响应如图 7.8.3 所示。

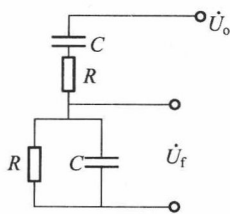


图 7.8.2 RC 串并联选频网络

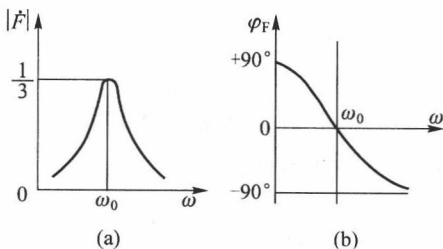


图 7.8.3 RC 串并联选频网络的频率响应

(a) 振幅频率响应 (b) 相位频率响应

(2) 文氏桥振荡器电路

电路如图 7.8.4(a) 所示, 其中 RC 串并联选频网络在 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时, $\varphi_F = 0$ 引入正反馈, R_1 、 R_2 引入负反馈, 其简化电路如图 7.8.4(b) 所示, 图中 $K = 1 + R_1/R_2$, 图 7.8.4(c) 将图 7.8.4(a) 改画成电桥形式, 文氏桥振荡器由此而得名。

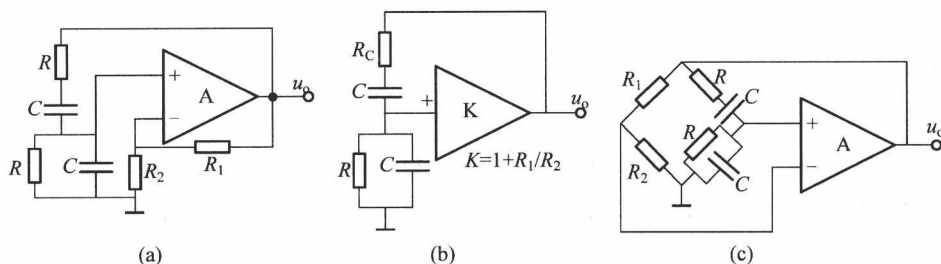


图 7.8.4 文氏桥振荡器电路

(a) 文氏桥振荡器电路 (b) 简化电路 (c) 文氏桥电路形式

① 振荡频率 f_0

因为只有当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时, RC 串并联选频网络的传输相移为零, 才能满足正反馈条件, 所以

只有在这个频率电路才能产生自激振荡, 故振荡频率 f_0 为

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7.8.7)$$

② 起振条件

当 $f = f_0$ 时, $|\dot{F}| = \frac{1}{3}$, $\dot{A} = K = 1 + R_1/R_2$, $|\dot{A}\dot{F}| > 1$, 所以, 为了顺利起振, 要求

$$K = 1 + R_1/R_2 > 3 \quad \text{即} \quad R_1 > 2R_2 \quad (7.8.8)$$

引入负反馈的目的, 是为了稳定振荡振幅, 减小非线性失真, R_1 太小, 负反馈太强, 难以起振, 反之, R_1 太大, 负反馈太弱, 输出波形非线性失真太大。文氏桥振荡器的振荡频率一般在 20 Hz ~ 200 kHz 之间, 广泛用于低频正弦信号发生器。

[思考题] 为了稳定输出波形幅度, 往往在负反馈支路中引进热敏电阻、二极管、场效应管等, 请读者想一想, 查一查, 它们的电路结构如何? 稳幅的机理又如何?

7.8.2 LC 正弦振荡器

LC 正弦振荡器以电感电容谐振回路构成选频回路, 可产生几兆赫兹到上百兆赫兹的正弦波信号。根据正反馈电路的不同, LC 正弦振荡器有变压器耦合、电感反馈式、电容反馈式等类型, 下面仅以电容反馈式为例说明其工作原理。

1. LC 并联谐振回路的选频特性

并联谐振回路如图 7.8.5(a) 所示, 该电路的主要参数为

$$\text{谐振频率} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7.8.9a)$$

$$\text{品质因素} \quad Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (7.8.9b)$$

$$\text{谐振阻抗} \quad Z(j\omega_0) = Z_0 = \frac{L}{RC} = \frac{Q}{\omega_0 C} \quad (7.8.9c)$$

当频率偏离 ω_0 附近时,

$$\text{等效阻抗} \quad Z(j\omega) \approx \frac{Z_0}{1+jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (7.8.9d)$$

式中 $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ 称为频率偏移量, 根据式 (7.8.9d), 可得到并联谐振回路的幅频特性和相频特性曲线, 分别如图 7.8.5 (b)、(c) 所示。可见, 谐振时等效阻抗最大, 相移为零, Q 值越高 (R 越小), 选频作用越好。

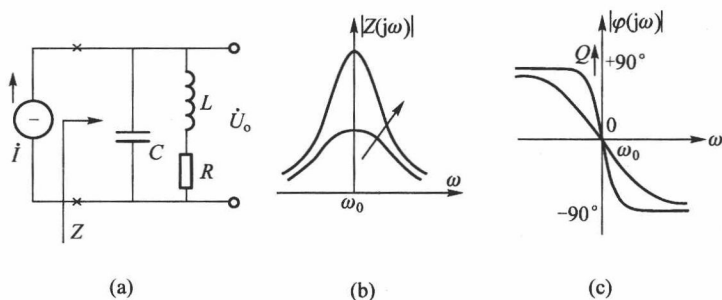


图 7.8.5 并联谐振回路及其选频特性

(a) 电路 (b) 等效阻抗幅频特性 (c) 等效阻抗相频特性

2. 电容反馈式 LC 正弦振荡器

电路如图 7.8.6(a) 所示, 图中 C_4 、 C_5 、 L_M 为电源滤波网络; R_1 、 R_2 为基极偏置电阻; C_3 为基极旁路电容 (共基组态), L 、 C_1 、 C_2 组成并联谐振回路选频网络, 其交流等效电路如图 7.8.6(b) 所示, 正反馈是靠电容 C_1 、 C_2 分压来实现的, 故称电容反馈式, 又因晶体管的三个电极与电容的三点连接, 故该电路又称“电容三点式振荡器”。

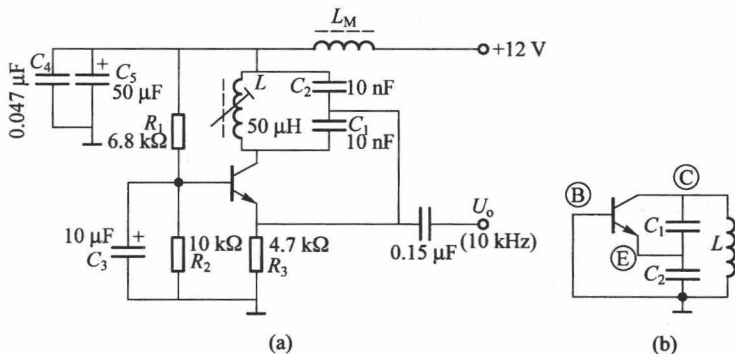


图 7.8.6 电容反馈式正弦振荡器

(a) 电路 (b) 交流等效电路

(1) 首先判断是否满足振荡的相位条件——正反馈

回路谐振时, 等效阻抗呈纯阻性, 回路总电抗为零, 谐振回路电流 I_0 远大于外电流, 对电容

三点式而言, $\dot{U}_{CE} = -\frac{1}{j\omega C_1} \dot{I}_Q$, $\dot{U}_{BE} = \frac{1}{j\omega C_2} \dot{I}_Q$, 电容 C_1 、 C_2 的电压极性如图 7.8.7(a) 所示, 反馈电压 U_{BE} 与 U_{CE} 正好相位相反, 满足正反馈条件, 总结规律得出: 电抗 Z_{CE} 与 Z_{BE} 必须同性, Z_{CB} 必须异性, 即所谓“射同基反”。如图 7.8.7(a) 电容三点式电路连接到晶体管射极的是两个电容, 那么连接到基极和集电极之间的必是电感, 而如图 7.8.7(b) 所示的电感三点式电路中, 连接到晶体管射极的是两个电感, 连接到基极和集电极之间的则是电容。

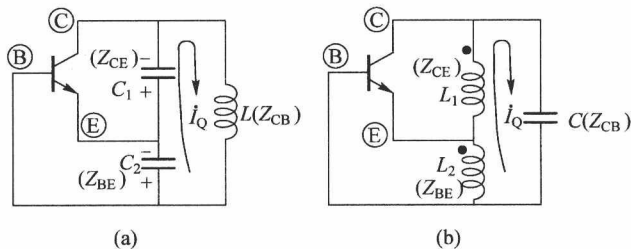


图 7.8.7 振荡的相位条件——正反馈的判断

(a) 电容反馈式振荡器交流等效电路 (b) 电感反馈式振荡器交流等效电路

(2) 振荡频率 f_0 计算

对于图 7.8.7(a) 所示的电容三点式电路, 振荡频率 f_0 近似等于选频网络的谐振频率, 即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (7.8.10)$$

对于图 7.8.7(b) 所示的电感三点式电路, 振荡频率 f_0 近似等于

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (7.8.11)$$

式中, M 为两电感之间的互感。电容三点式电路产生的正弦波波形较好, 电容 C_1 、 C_2 容量可较小, 有时甚至用晶体管的极间电容代替, 故振荡频率 f_0 可高至上百兆赫兹。但频率调节不很方便, 一般用于固定振荡频率的场合。

7.8.3 晶体振荡器

正弦振荡器最主要的指标是频谱纯度高、频率稳定度高、振幅稳定等。由于石英晶体有非常高的品质因数 Q 值, 其突出优点是频率稳定度高, 故在许多电子设备中得到广泛应用, 一般用来作频率基准。目前有各种频率规格的晶体振荡器模块, 使用十分方便。

1. 石英晶体的符号、等效电路及电抗特性

石英晶体的符号、等效电路及电抗特性分别如图 7.8.8(a)、(b)、(c) 所示, 石英晶体的化学成分是 SiO_2 , 利用石英晶片的压电谐振效应构成谐振器。等效电路中 C_0 代表石英谐振器的静态电容及分布电容, 一般约为几皮法 ~ 几十皮法, 石英晶体的谐振特性可用串联谐振回路来表示, 如图 7.8.8(b) 中 L 、 C 、 R 支路所示, 其中 L 很大 ($10^{-3} \sim 10^2 \text{H}$), C 很小 ($10^{-2} \sim 10^{-1} \text{pF}$), R 也很小 ($< 100\Omega$), 所以 Q 值很高, 可达 $10^4 \sim 10^6$, 故由石英晶体构成的振荡器具有很高的频率稳定度。

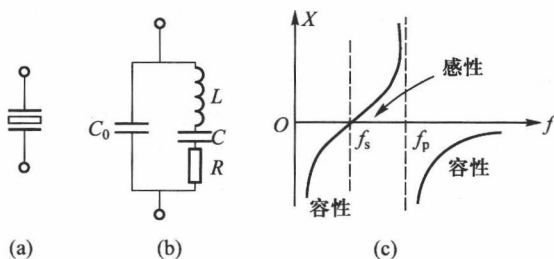


图 7.8.8 石英晶体的符号、等效电路及电抗特性

(a) 符号 (b) 等效电路 (c) 电抗特性

石英晶体的串联谐振频率 f_s 为

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (7.8.12)$$

石英晶体的并联谐振频率 f_p 为

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_0C}{C_0+C}}} = f_s\sqrt{1+\frac{C}{C_0}} \quad (7.8.13)$$

由于 $C_0 \gg C$, 因此 f_s 和 f_p 十分接近。利用级数展开的近似式 $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ ($x \ll 1$), 得

$$f_p \approx f_s \left(1 + \frac{C}{2C_0}\right) \quad (7.8.14)$$

由图 7.8.8(c) 电抗特性曲线可知:

当 $f=f_s$, L 、 C 产生串联谐振, 电抗 $X=0$;

当 $f=f_p$, L 、 C 与 C_0 产生并联谐振, 电抗 $X \rightarrow \infty$;

当 $f < f_s$, 或 $f > f_p$, 晶体电抗呈容性, 电抗 $X < 0$;

当 $f_s < f < f_p$, 晶体电抗呈感性, 电抗 $X > 0$;

一般晶体工作在 f_s 与 f_p 之间。

2. 石英晶体振荡电路

由石英晶体构成的振荡电路形式很多, 但从晶体在电路中的作用可分为两类: 一类是工作在晶体并联谐振频率附近, 晶体等效为电感, 称为并联型晶振电路; 另一类是工作在晶体串联谐振频率附近, 晶体等效为短路的情况, 称为串联型晶振电路。

(1) 并联型晶振电路

图 7.8.9(a) 为并联型晶振电路的一个例子, 用于电子仪器中作为频率源, 图中, R_{B1} 、 R_{B2} 、 R_E 为偏置电阻, C_E 为射极旁路电容, 其交流等效电路如图 7.8.9(b) 所示, 图中点画线框中就是石英晶体的等效电路。选频和正反馈网络由 C_1 、 C_2 和石英晶体组成, 这是一个电容三点式振荡器, 石英晶体起电感作用 (Z_{CE} 为 C_1 , Z_{BE} 为 C_2 , 二者同性, Z_{CB} 必为异性——电感), 因此振荡频率 f_0 一定处于晶体的 f_s 与 f_p 之间, 且靠近 f_p 。

(2) 串联型晶振电路

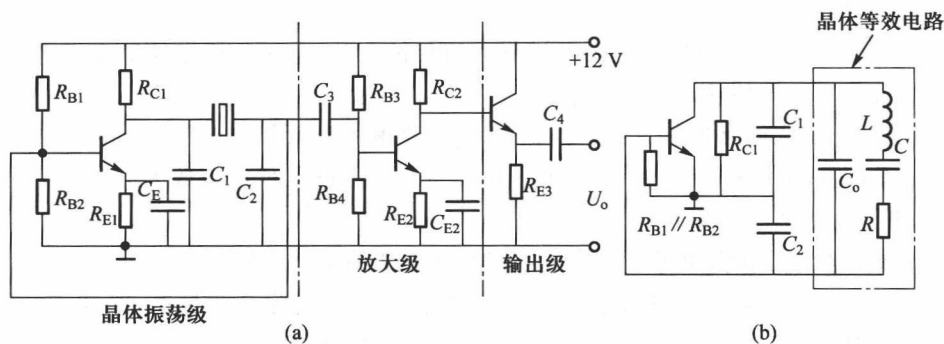


图 7.8.9 并联型晶振电路
(a) 实用并联型晶振电路 (b) 并联型晶振的等效电路

电路如图 7.8.10 所示,这是晶体管构成的共射-共集两级放大器,石英晶体串联在反馈电路中,当晶体产生串联谐振时($f=f_s$),谐振阻抗为零,根据瞬时极性判断,实现了正反馈,且正反馈最强,电路产生自激振荡。若频率偏离了 f_s ,晶体呈现容性或感性,产生相移,破坏了振荡的相位平衡条件(即正反馈条件),就不会产生自激振荡。故该电路的振荡频率 $f_0=f_s$ 。图中 R 是用来调节正反馈强度的, R 小正反馈强,容易起振,但 R 太小,振荡波形的非线性失真加大,频谱纯度降低。

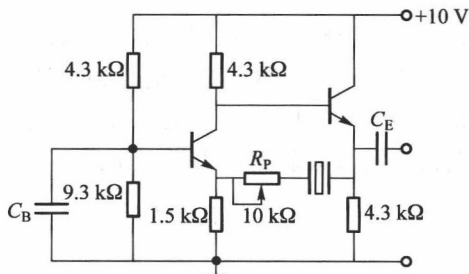


图 7.8.10 串联型晶振电路

本章小结

1. 负反馈放大器闭环增益与开环增益的关系式为 $A_f = A / (1 + AF)$, 其中 AF 为环路增益, $(1 + AF)$ 为反馈深度, 在深反馈下, $A_f \approx 1/F$ 。
2. 负反馈使增益减小 $(1 + AF)$ 倍, 但其自动调节作用使增益稳定度提高, 频带展宽, 非线性失真减小(输入动态范围展宽), 内部噪声和干扰得到抑制, 故负反馈在放大器中得到广泛应用。
3. 判断正、负反馈的方法是“瞬时极性法”, 首先沿着信号流通路线, 从输入到输出取样端逐级判断信号的瞬时极性, 然后按反馈路线判断反馈信号的瞬时极性, 如果反馈使放大器净输入控制信号减小 ($U_i' = U_i - U_f$, $I_i' = I_i - I_f$), 则为负反馈。反之, 反馈使放大器净输入控制信号增大

($U_i' = U_i + U_f, I_i' = I_i + I_f$), 则为正反馈。

4. 按反馈的取样方式不同, 有电压反馈和电流反馈之分, 电压负反馈使输出电阻减小, 输出电压稳定, 电流负反馈则使输出电流稳定。

按反馈支路与输入回路连接方式不同, 有串联反馈和并联反馈之分, 串联负反馈使放大器输入电阻增大, 在深反馈条件下, 有 $U_i' = U_i - U_f \approx 0, U_i \approx U_f$ 。并联负反馈使放大器输入电阻减小, 在深反馈条件下, 有 $I_i' = I_i - I_f \approx 0, I_i \approx I_f$ 。

5. 由于放大器存在附加相移, 使负反馈放大器在某种条件下转变为正反馈, 当正反馈强到一定程度 ($|AF| \geq 1$), 就会产生自激振荡, 失去放大作用。为消除自激振荡, 必须破坏正反馈条件, 即当 $AF = 1$ 时, 使附加相移小于 -180° , 一般要留有 45° 的相位余度。消振方法主要有相位补偿法, 也称相位校正法。

6. 正反馈在放大器中尽量避免, 但在振荡器即信号发生器中得到广泛应用。其应用之一是迟滞比较器和弛张振荡器, 产生方波、三角波、脉冲波、锯齿波等。其应用之二是正弦振荡器, 产生单一频率的正弦波或余弦波, 构成正弦振荡器的条件是必须具有一个选频网络, 使电路只在某一个频率上满足振荡条件, 即 $|AF| = 1, \varphi_A + \varphi_F = 2n\pi$ 。根据选频网络类型不同, 有 RC 、 LC 和晶体振荡器之分, RC 振荡器一般用于低频 (几十赫兹 ~ 几十千赫兹), LC 和晶体振荡器一般用于高频 (几百千赫兹 ~ 几百兆赫兹), 晶体振荡器的频率稳定度最高。

习题

7-1 如果要求开环放大倍数 A 变化 25% 时, 闭环放大倍数的变化不超过 1%。又要求闭环放大倍数 $A_f = 100$, 试问开环放大倍数 A 应选多大? 这时反馈系数又应该选多大?

7-2 一放大器的电压放大倍数 A_u 在 150 ~ 600 之间变化 (变化四倍), 现加入负反馈, 反馈系数 $F_u = 0.06$, 试问, 闭环放大倍数的最大值和最小值之比是多少。

7-3 一反馈放大器框图如图 P7-3 所示, 试求总闭环增益 $A_f = \dot{X}_o / \dot{X}_i$

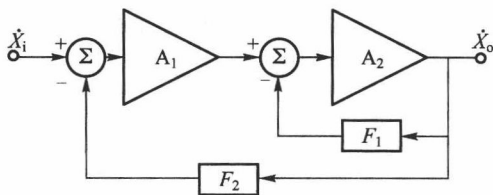


图 P7-3

7-4 设集成运算放大器的开环幅频特性如图 P7-4(a) 所示。

(1) 求开环低频增益 A_u 、开环上限频率 f_H 和增益频带积 $A_u \cdot f_H$;

(2) 如图 P7-4(b) 所示, 在该放大器中引入串联电压负反馈, 试求反馈系数 F_u 、闭环低频增益 A_{uf} 和闭环上限频率 f_{Hf} , 并画出闭环频率特性波特图。

7-5 某放大器的 $A(j\omega)$ 为

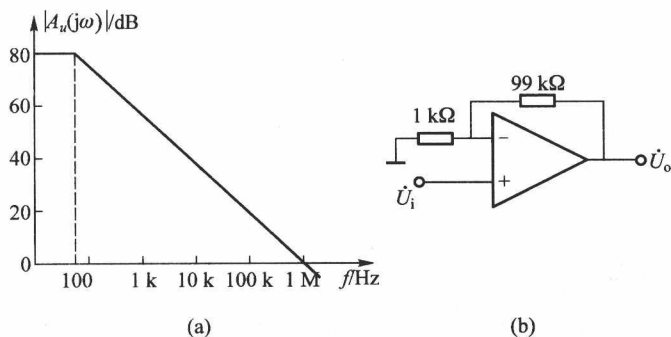


图 P7-4

$$A(j\omega) = \frac{1\,000}{1+j\omega/10^6}$$

若引入 $F=0.01$ 的负反馈,试求闭环低频放大倍数 A_f 和闭环上限频率 f_{Hf} 。

7-6 某雷达视频放大器输入级电路如图 P7-6 所示,试问:

(1) 该电路引入何种类型的反馈? 反馈网络包括哪些元件?

(2) 深反馈条件下,闭环放大倍数 A_{uf} 是多少?

(3) 电容 C_3 (75 pF) 的作用是什么? 若将 C_3 换成 $4\,700\text{ pF}/10\text{ }\mu\text{F}$, 对放大器的反馈有何影响?

(4) 稳压管 D_Z 的作用是什么?

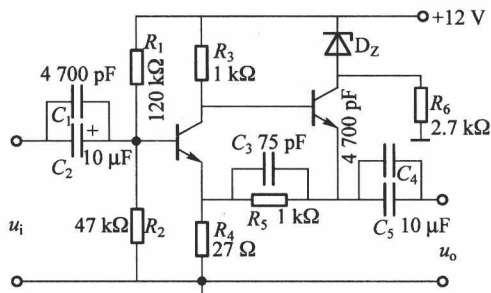


图 P7-6

7-7 电路如图 P7-7 所示,试判断这些电路各引进了什么类型的反馈。

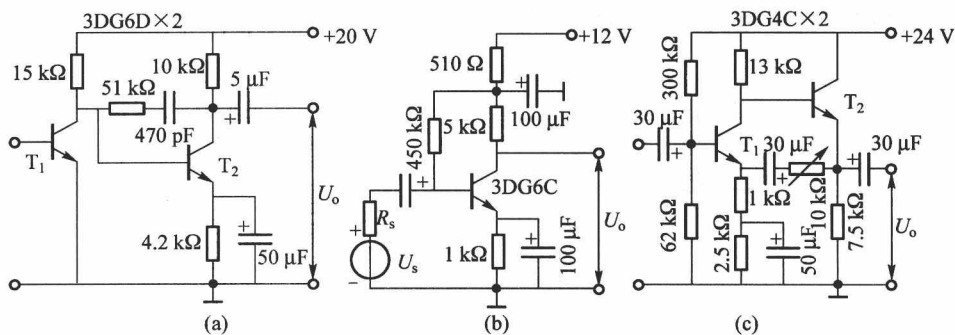


图 P7-7

7-8 集成运放应用电路如图 P7-8 所示,请判别电路各引入何种反馈。

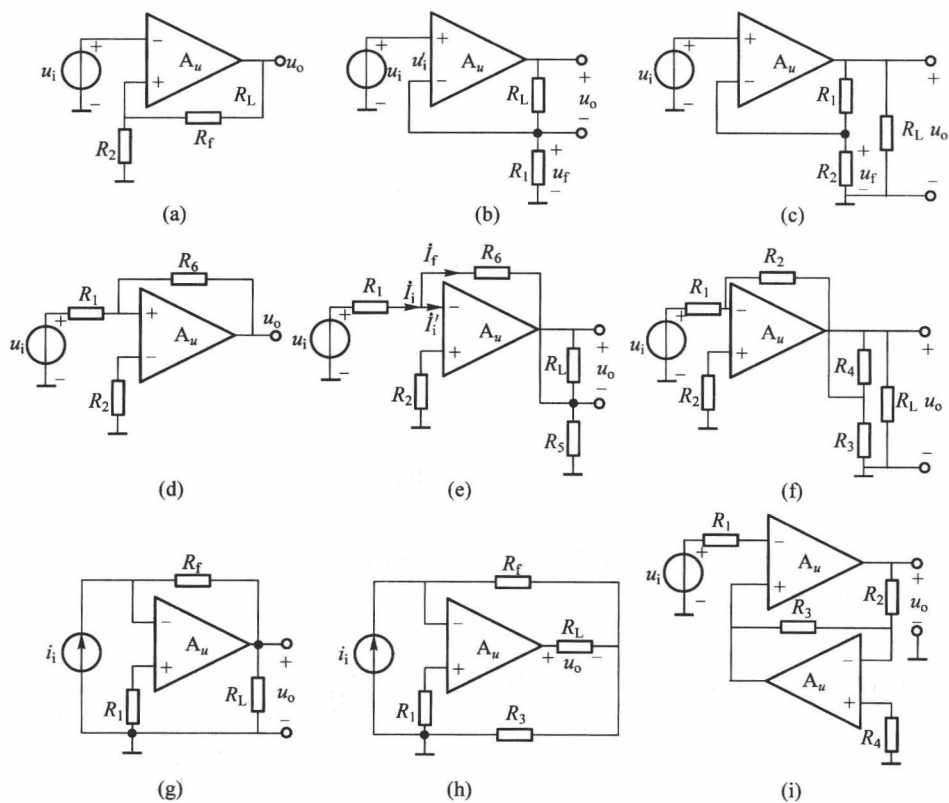


图 P7-8

7-9 集成运放应用电路如图 P7-9 所示。

(1) 为保证(a)、(b)电路为负反馈放大器,请分别指出运放的两个输入端①、②哪个是同相输入端? 哪个是反相输入端?

(2) 若分别从 u_{o1} 和 u_{o2} 输出,请分别判断电路各引入何种反馈?

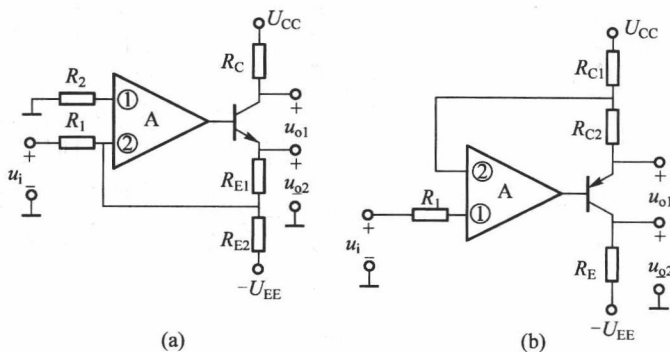


图 P7-9

7-10 如图 P7-10(a)、(b)所示,问:

- (1) 两个电路哪个输入电阻高? 哪个输出电阻高?
- (2) 当信号源内阻 R_s 变化时,哪个输出电压稳定性好?
- (3) 当负载电阻 R_L 变化时,哪个输出电压稳定? 哪个输出电流稳定?

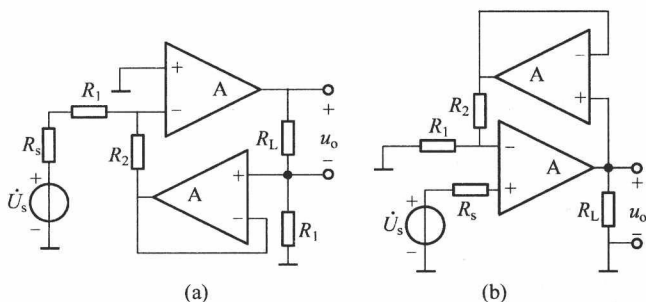


图 P7-10

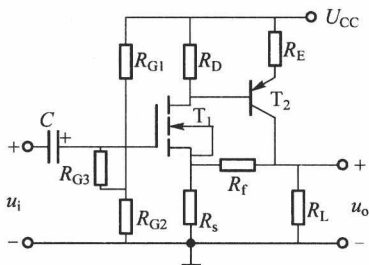


图 P7-11

7-11 电路如图 P7-11 所示,试指出电路的反馈类型,并分别计算开环增益 A_u 、反馈系数 F_u 及闭环增益 A_{uf} (已知 g_m 、 β 、 r_{be} 等,且 $R_f \gg R_s$, $R_f \gg R_L$)。

7-12 电路如图 P7-12 所示,试指出电路的反馈类型,并计算开环增益 A_u 和闭环增益 A_{uf} (已知 β 、 r_{be} 等参数)。

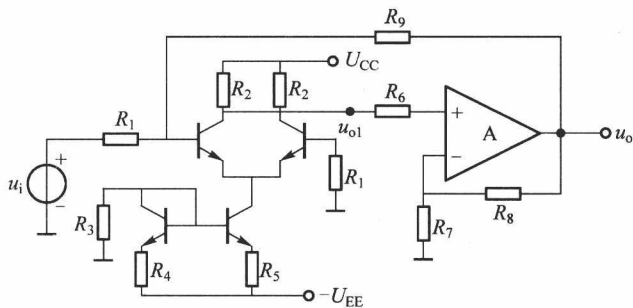


图 P7-12

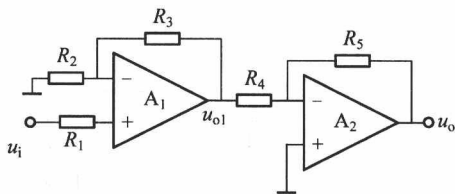


图 P7-13

7-13 电路如图 P7-14 所示,试回答:

(1) 集成运算放大器 A_1 和 A_2 各引进了什么反馈?

(2) 闭环增益 $A_{uf} = \dot{U}_o / \dot{U}_i = ?$

7-14 反馈放大器电路如图 P7-14 所示,试回答:

(1) 该电路引入了何种反馈? 反馈网络包括哪些元件? 工作点的稳定主要依靠哪些反馈?

(2) 该电路的输入、输出电阻如何变化,是增

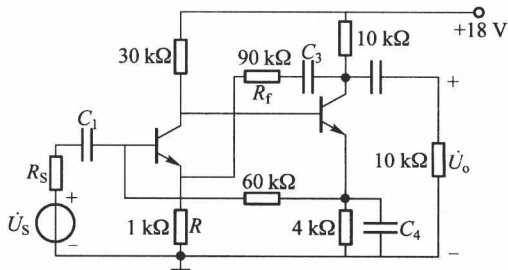


图 P7-14

大了还是减小了?

(3) 在深反馈条件下, 交流电压增益 A_{uf} 是多少?

7-15 电路如图 P7-15 所示, 判断电路引入了何种反馈?

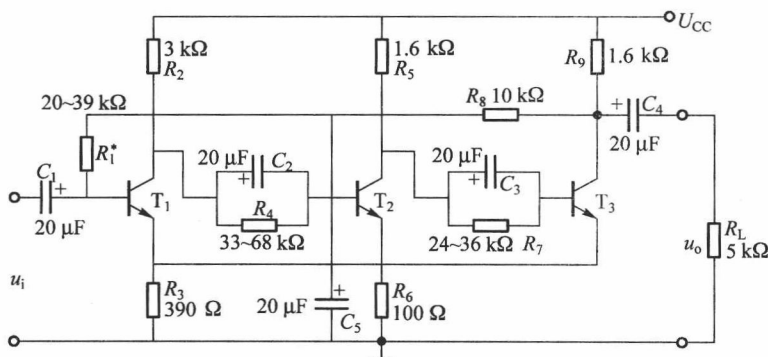


图 P7-15

7-16 电路如图 P7-16(a)、(b)所示, 试问:

- (1) 图(a)、(b)电路各引入了什么类型的反馈?
- (2) 各稳定了什么增益?
- (3) 对输入电阻和输出电阻各有什么影响?
- (4) 分别估算深反馈条件下图(a)和图(b)电路的闭环电压增益 A_{uf} 。

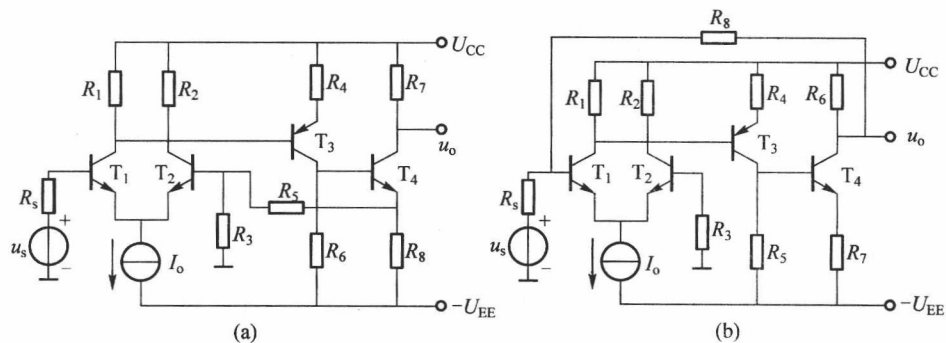


图 P7-16

7-17 电路如图 P7-17 所示。

- (1) 要求输入阻抗增大, 试正确引入负反馈;
- (2) 要求输出电流稳定, 试正确引入负反馈;
- (3) 要求改善由负载电容 C_L 引起的幅频失真和相频失真, 试正确引入负反馈。

7-18 某放大器的开环幅频响应如图 P7-18 所示。

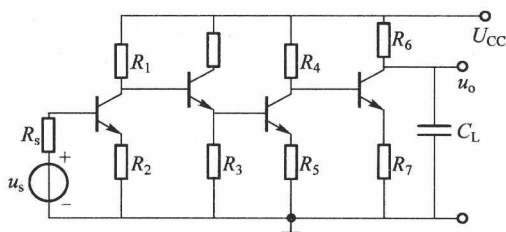


图 P7-17

- (1) 当施加 $F=0.001$ 的负反馈时,此反馈放大器能否稳定工作? 相位裕度等于多少?
- (2) 若要求闭环增益为 40 dB,为保证相位裕度大于等于 45° ,试画出密勒电容补偿后的开环幅频特性曲线;
- (3) 求补偿后的开环带宽 BW 和闭环带宽 BW_f 。

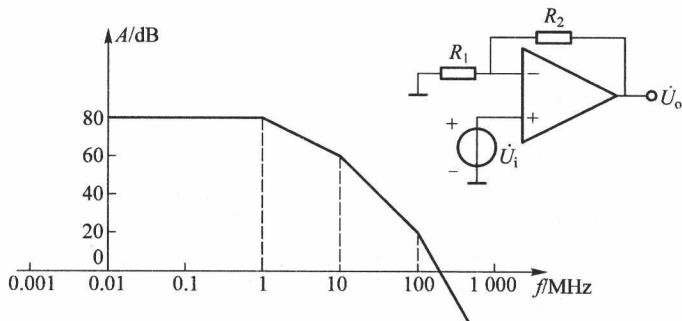


图 P7-18

7-19 要组成一个文氏电桥 RC 振荡器,图 P7-19 中 j、k、m、n 应如何连接(在图中画出接线)? 当 $R=82\Omega$, $C=0.02\mu\text{F}$ 时,估算振荡频率。

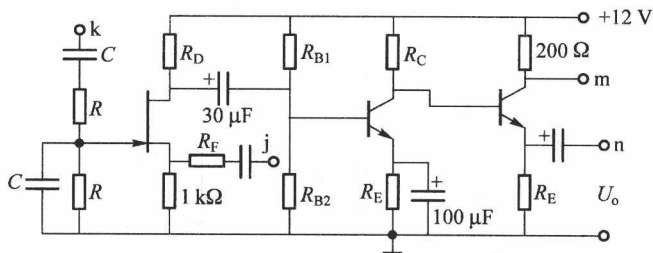


图 P7-19

7-20 电路如图 P7-20 所示,分别画出 (a)、(b)、(c) 各电路的电压传输特性及输出波形,设 $u_i=15\sin\omega t(\text{V})$ 。

7-21 电路如图 P7-21(a) 所示,输入信号如图 P7-21(b) 所示,试分析:

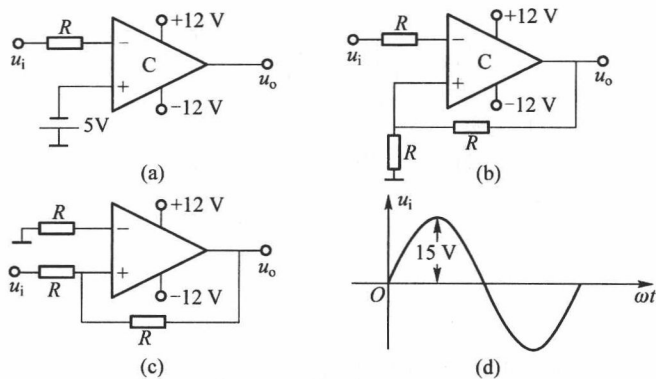


图 P7-20

- (1) A_1 、 A_2 各组成何种功能的电路；
- (2) 画出 A_1 所组成电路的电压传输特性；
- (3) 画出 u_o 的输出波形。

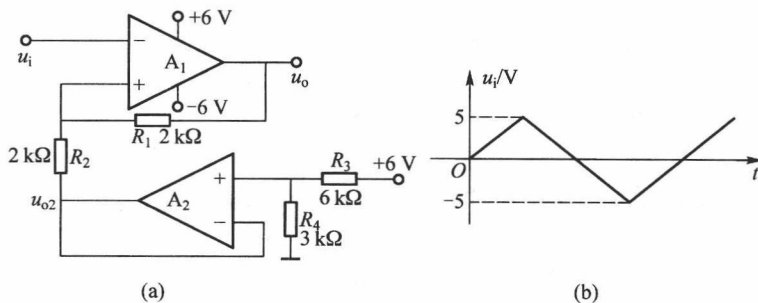


图 P7-21

7-22 电路如图 P7-22 所示,判断 A_1 、 A_2 所组成电路的功能；

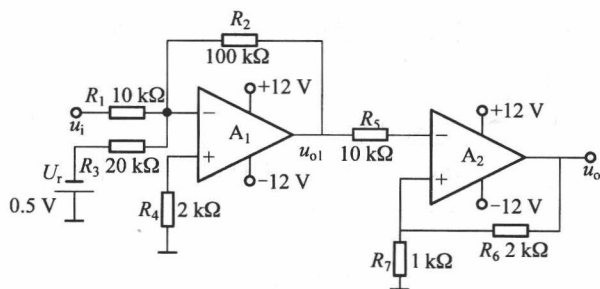


图 P7-22

7-23 电路如图 P7-23 所示,

(1) 判断 A_1 、 A_2 各组成什么功能的电路；

(2) 若输入信号为 1 V 的阶跃电压, 试定性画出 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形图 (设 $t=0$ 时, $u_c(0)=0$ V, $u_o(0)=-12$ V)。

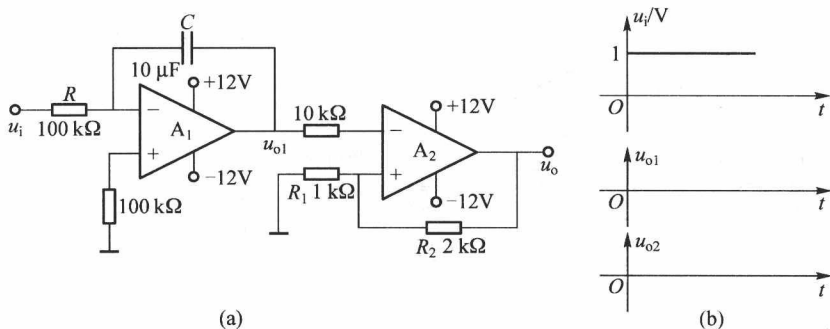


图 P7-23

7-24 电路如图 P7-24 所示, 试画出 u_c 和 u_o 的波形, 并计算振荡频率 f_0 。

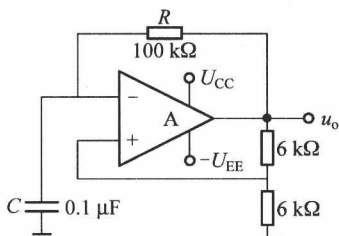


图 P7-24

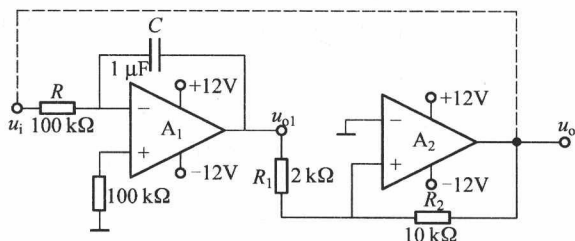


图 P7-25

7-25 电路如图 P7-25 实线所示, 试回答如下问题:

(1) A_1 、 A_2 各组成何种功能电路;

(2) 将电路如图 P7-25 虚线所示连接, 且不加电压 u_i , 试说明该电路的功能, 并定性画出 u_{o1} 和 u_o 的波形图。

7-26 电路如图 P7-26 所示, 二极管是理想二极管, 场效应管的夹断电压 $U_{GS(off)} = -4$ V, 电容的初始电压为零。

(1) 说明集成运放 A_1 、 A_2 和 A_3 的功能;

(2) 说明二极管和场效应管的功能;

(3) 根据图中输入电压 u_i 的波形, 定性画出各级输出电压 u_{o1} 、 u_{o2} 、 u_{o3} 和 u_o 的波形,

7-27 压控弛张振荡器电路如图 P7-27 所示。

(1) 说明集成运放 A_1 、 A_2 和 A_3 的功能;

(2) 说明二极管和场效应管的功能;

(3) 说明该电路实现压控弛张振荡的原理, 控制电压 u_c 升高, 振荡频率升高或降低?

7-28 图 P7-28(a) 为低能耗文氏电桥振荡器, 试画运放输入端极性, 并解释灯泡 (温度上

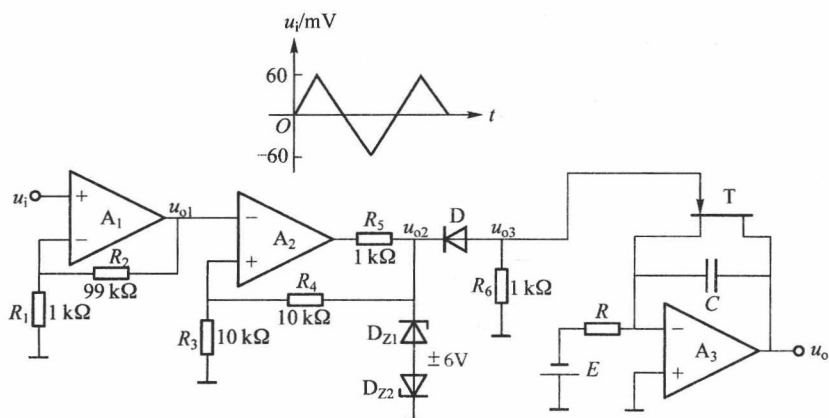


图 P7-26

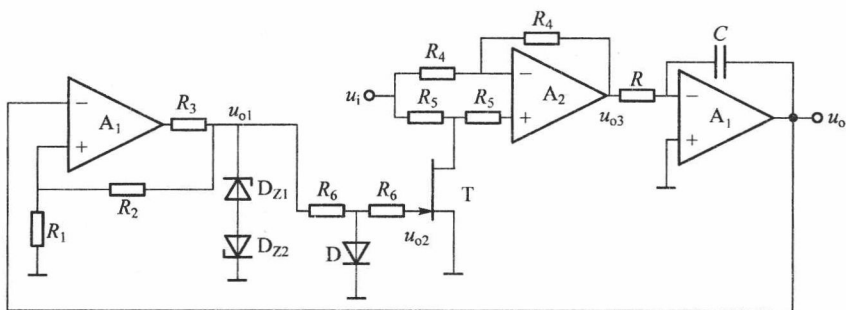


图 P7-27

升,电阻增大)在电路中的作用。

图 P7-28(b) 电路为二极管稳幅文氏电桥振荡器,试说明二极管稳幅的工作原理,指出运放在本电路中的作用。

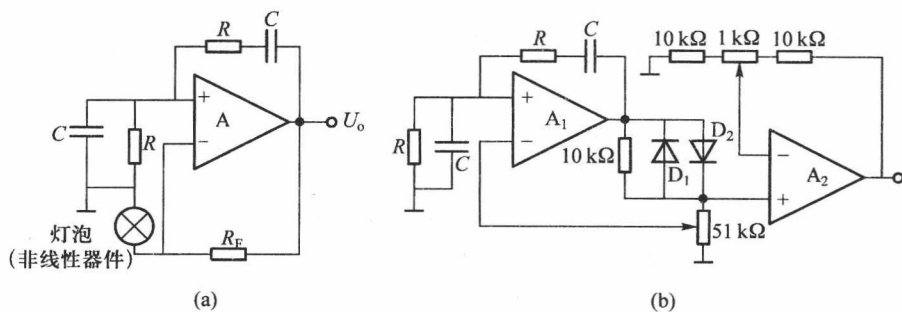


图 P7-28

7-29 试判别图 P7-29 电路中哪些产生振荡, 哪些不能, 并说明理由。

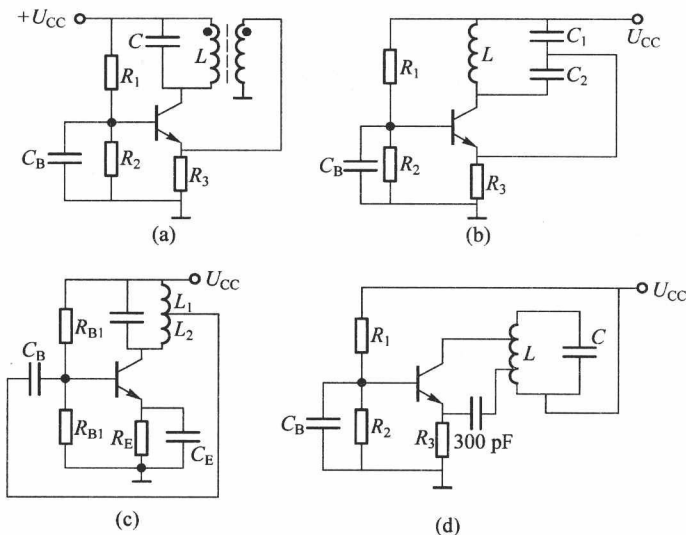


图 P7-29

7-30 在图 P7-30 石英晶体振荡电路中, j 、 n 、 m 三点中应连接哪两点, 才能使电路产生振荡? 该石英晶体振荡器属哪种类型?

7-31 图 P7-31 为晶体振荡器, 振荡频率为 14 MHz, 试画出振荡器的交流通路, 指出 L_1 、 C_1 谐振回路的谐振频率 f_{01} 与振荡频率 f_{osc} 的大小关系。

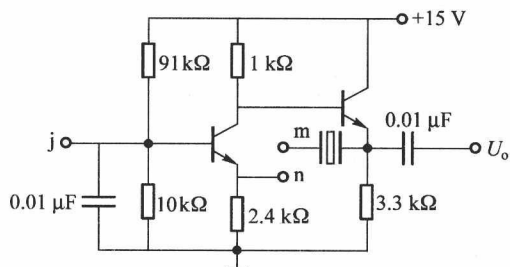


图 P7-30

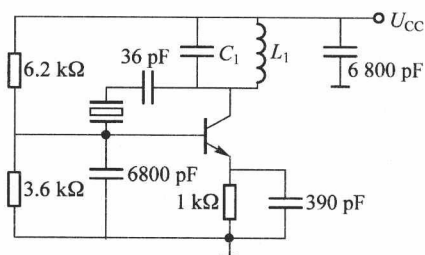


图 P7-31

第八章 功率电路及电源管理

功率电路泛指具备较大功率输出能力的电路,如音频功放、各类电源、机电系统的驱动电路、能源技术中的分布式发电、逆变、并网等。这一类电路在具备大功率输出能力的同时,通常还要求具有很高的转换效率,以减少自身的发热和损耗。功率和效率是功率电路的两大主要问题,与小信号电路设计方法有一定的区别。本章从最常用的功率器件开始,重点介绍电源和功率放大器两类最基本的功率电路,包括了传统的线性电源、线性功放,以及目前主流的开关电源和 D 类放大器。本章所介绍的大部分电路都是相对完整的系统,学习时要特别注意负反馈在系统中的灵活运用。

8.1 常用功率电子器件及特性

功率电路通常需要输出很大的功率,往往要求参与功率变换的电子器件也具备承受大电流和高电压的能力,一般还需要额外的散热措施。本节将介绍目前常用的功率电子器件,分析它们的指标与特性,以及适用的场合。

1. 功率三极管(Bipolar Power Transistor)。功率三极管原理与普通三极管相同,区别仅在于能够承受更大的电流和更大的发热功率。其优点是耐压高、成本低;缺点是速度慢、损耗大、 β 值小,且大功率应用时需要很大的基极驱动电流。

2. 达林顿管(Darlington Transistor)。将两只三极管组合成复合管,称为达林顿管,能够大幅提高 β 值,从而降低基极驱动电流。如图 8.1.1(b)、(c) 所示。基极电流 I_B 经过 T_1 放大 β_1 倍后驱动功率管 T_2 再放大 β_2 倍,因此达林顿管的 β 值约等于两管 β 乘积,且达林顿管 $U_{BE(on)}$ 是普通三极管的 2 倍, $U_{CE(sat)}$ 也比普通三极管高。

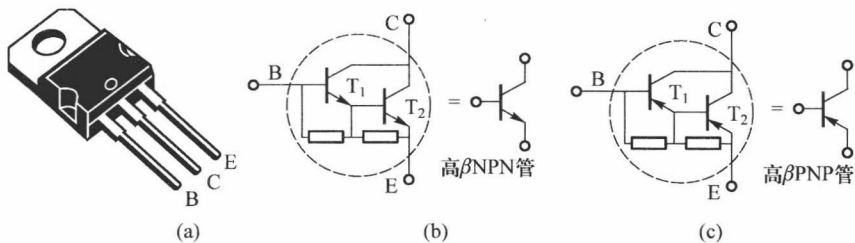


图 8.1.1 功率三极管及达林顿管

(a) 功率三极管/达林顿管外形 (b) NPN 型达林顿管 (c) PNP 型达林顿管

3. 功率场效应管(Power MOSFET)。功率场效应管是一类专门为大功率应用而特殊设计的场效应管,大部分属于增强型 MOSFET,通常以 N 沟道居多。优点是速度快、损耗小,且场效应管

属于压控器件,阻抗极高,维持导通不需要消耗电流;缺点是难以制作 600V 以上的高耐压器件。

4. 绝缘栅双极型晶体管(IGBT)。绝缘栅双极型晶体管(Isolated Gate Bipolar Transistor),简称 IGBT,是一种由场效应管和晶体管构成的复合器件。类似于达林顿管,其内部用场效应管作前级推动末级晶体管,既保留了场效应管高阻抗的优点,又具有晶体管耐压高的特性,被广泛用于高压大功率系统中。但应注意 IGBT 在低电压、小功率系统中反而不具备优势。

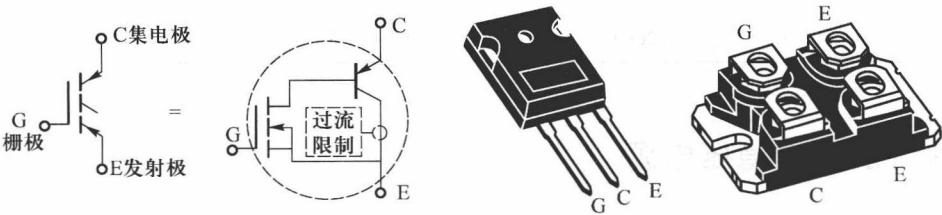


图 8.1.2 IGBT 符号、等效电路与管脚排布

表 8.1.1 至表 8.1.3 列举了常用的功率器件极其关键指标。表中参数:CE 击穿电压(U_{CE0})、最大连续电流(I_{CMAX})、电流放大系数(β)、BE 导通电压(U_{BEON})、饱和电压(U_{CESAT})、最大自身耗散功率(P_{CM})、DS 击穿电压(U_{DS})、最大连续电流(I_{DMAX})、开通电压(U_{GSth})、导通电阻(R_{ON})、输入电容(C_{iss})。

表 8.1.1 常用功率三极管参数

型号	类型	P_{CM}	U_{CE0}	I_{CMAX}	β	U_{BEON}	U_{CESAT}
2SD882	NPN	5W	30V	3A	60 ~ 200	0.6V	<0.5V
2SB772	PNP	5W	30V	3A	60 ~ 200	0.6V	<0.5V
TIP41A	NPN	65W	60V	6A	15 ~ 75	0.6V	<0.5V
TIP42A	PNP	65W	60V	6A	15 ~ 75	0.6V	<0.5V
MJE13005	NPN	75W	400V	6A	10 ~ 40	0.6V	<0.5V
TIP122	NPN _{达林顿}	65W	100V	5A	>1 000	1.5 ~ 2.5V	1V ~ 2V
TIP127	PNP _{达林顿}	65W	100V	5A	>1 000	1.5 ~ 2.5V	1V ~ 2V

表 8.1.2 常用功率场效应管参数

型号	类型	P_{CM}	U_{DS}	I_{DMAX}	U_{GSth}	R_{ON}	C_{iss}
IRL3803	N 沟道增强	200W	30V	140A	1V ~ 2V	0.006 Ω	5 000pF
IRF3205	N 沟道增强	200W	55V	110A	2V ~ 4V	0.008 Ω	3 200pF
IRF540	N 沟道增强	120W	100V	27A	2V ~ 4V	0.077 Ω	1 460pF
IRF9540	P 沟道增强	140W	100V	23A	-2V ~ -4V	0.117 Ω	1 300pF
IRF640	N 沟道增强	125W	200V	18A	2V ~ 4V	0.18 Ω	1 300pF
IRF840	N 沟道增强	125W	500V	8A	2V ~ 4V	0.85 Ω	1 250pF

表 8.1.3 常用 IGBT 管参数

型号	P_{CM}	U_{CEO}	I_{CMAX}	U_{GEth}	$U_{CE(sat)}$	C_{iss}
IRG4PC50F	200W	600V	70A	3V ~ 6V	1.6V	4 100pF
IXGH20N60	150W	600V	40A	2.5V ~ 5V	1.7V	1 500pF
FG25N120	310W	1 200V	50A	2.5V ~ 6V	3V	2 750pF
IXEN60N120	445W	1 200V	100A	4.5V ~ 6.5V	2.7V	3 800pF

8.2 整流及线性稳压电源

直流稳压电源是所有电子设备的重要组成部分,它的基本功能是将电力网交流电压变换为电子设备所需要的稳定的直流电源电压。直流稳压电源的基本组成框图如图 8.2.1 所示,图中电源变压器将 220V 交流电压变换为所需要的交流电压值,然后由整流电路将交流电压变换为单向脉动电压,再经滤波电路滤去交流分量而输出带有波纹的直流电压。该电压是不稳定的,其值将随电网电压变化而变化,所以,还需稳压器来稳定输出电压。稳压电源是用途最广泛的功率电子电路之一,它的作用是在输入电压变化、负载电流变化时,始终能提供稳定的输出电压。

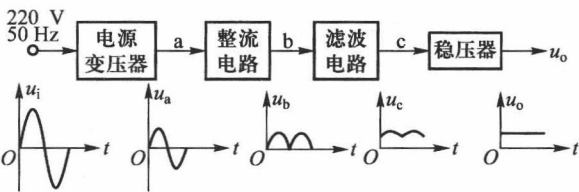


图 8.2.1 直流稳压电源的基本组成框图及相应的工作波形图

8.2.1 整流及滤波电路

1. 整流电路

利用二极管的单向导电特性实现整流功能,常用的整流电路有半波整流、全波整流、桥式整流以及倍压整流,如图 8.2.2 所示。

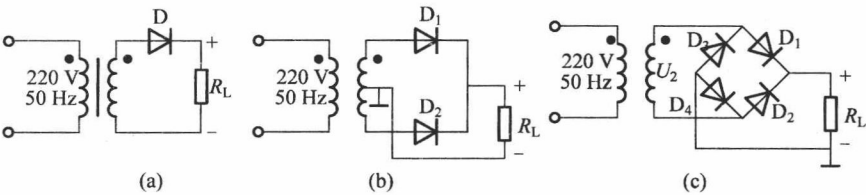


图 8.2.2 常用的整流电路

(a) 半波整流 (b) 全波整流 (c) 桥式整流

半波整流电路简单,但因只有半周导通,滤波效果差,波纹大。

全波整流电路由两个二极管和带有中心抽头的变压器组成,负载电流由两个二极管轮流导通来提供,波纹较小。

桥式整流电路由四个二极管和一个没有中心抽头的变压器组成,当 U_2 正半周时, D_1 、 D_4 导通, D_2 、 D_3 截止,反之,当 U_2 负半周时, D_2 、 D_3 导通, D_1 、 D_4 截止,负载电流由两路二极管轮流提供,波纹较小,是最常用的整流电路。

2. 滤波电路

滤波电路的功能是滤去整流器输出的交流分量,进一步减小输出电压的脉动成分,使其更加平滑。常用的滤波电路如图 8.2.3 所示,图中(a)、(c)为电容滤波,(b)为电感滤波,在小功率直流电源中,负载电阻 R_L 较大,用电容滤波效果好,且更方便,电感滤波一般用在大功率大电流直流电源中。由于电网电压频率很低(50Hz,二次谐波为 100Hz),故滤波电容一般取值很大(几百微法~几千微法)。

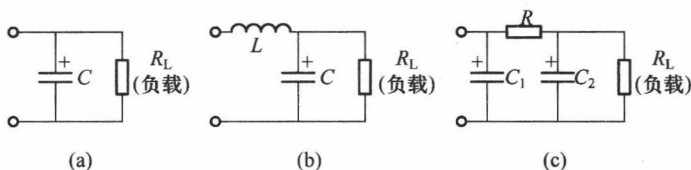


图 8.2.3 常用滤波电路

(a) 电容滤波 (b) 电感-电容 Γ 型滤波 (c) 电容-电阻 π 型滤波

下面以桥式整流电容滤波电路为例,进一步说明整流滤波的原理。电路如图 8.2.4(a) 所示,在分析中,特别要注意滤波电容两端电压对整流二极管导通角的影响。

(1) 负载为纯电阻(无滤波电容),则输出波形如图 8.2.4(b) 所示;

(2) 负载为纯电容($R_L \rightarrow \infty$),设电容 C 的初始电压为零,接通电源后电容 C 被充电直到峰值 $\sqrt{2}U_2$,此后桥路中二极管被反偏而截止,电容无放电回路,输出电压保持为 $\sqrt{2}U_2$ 。如图 8.2.4(c) 所示。

(3) 滤波电容 C 与负载 R_L 同时存在,当 u_2 正半周时, D_1 、 D_4 导通, D_2 、 D_3 截止,电容被充电至峰值 $\sqrt{2}U_2$,如图 8.2.4(d) 所示;此后 u_2 开始下降,但电容电压不能突变,导致 D_1 、 D_4 反偏而截止,电容 C 通过负载 R_L 放电,输出电压下降,由于 R_L 比二极管导通电阻大得多,故放电速度远小于充电速度。只有等到负半周输入信号 $|u_2| > u_c(u_o)$,则 D_2 、 D_3 导通时,再次向电容 C 充电,直到 $|u_2| < u_c(u_o)$, D_2 、 D_3 因反偏截止,电容 C 又通过负载 R_L 放电,如此循环往复,得到比较平滑的输出直流电压,电容 C 和负载 R_L 越大,输出直流电压中锯齿状的波纹越小。在有滤波电容存在的电路中,每个二极管的导通时间均小于半个周期,脉冲电流波形如图 8.2.4(e) 所示。

一般情况下(接 R_L , C),输出直流电压 U_o 的估算值为: $U_o \approx 1.2U_2$,式中 U_2 为变压器次级交流电压有效值。根据该式,由输出直流电压 U_o 可算出 U_2 ,从而算出变压比 $n = N_2/N_1 = U_2/(220\text{ V})$ 。负载电流由两路整流管提供,故每个整流二极管电流等于负载电流的一半,即 $I_D = I_L/2$ 。每个截止管承受的反向电压为 $(\sqrt{2}U_2 + U_o)/2$ 。以上分析为选择整流二极管提供依据。

【思考题】在全波整流/滤波电路中,流过整流管的电流波形为什么不是正弦波? 这种波形

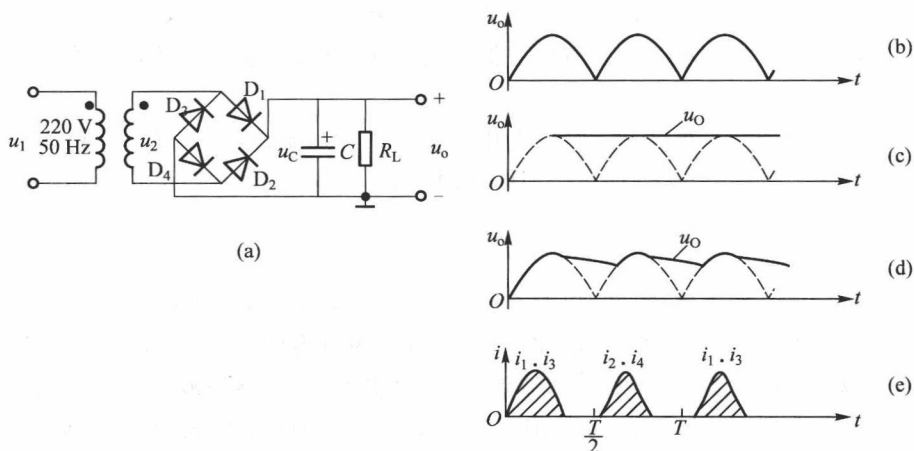


图 8.2.4 桥式整流电容滤波电路及电压电流波形

(a) 电路 (b) 无滤波电容的输出波形 (c) $R_L \rightarrow \infty$, 仅有滤波电容的输出波形
(d) 接 R_L, C 的输出波形 (e) 整流管的电流波形 u 。

会产生什么不良后果？有什么对策？

8.2.2 线性稳压电源的基本结构和指标

1. 线性稳压电源的结构

线性稳压电源 (Linear Regulator), 是指其中的功率管工作在线性区 (放大区或恒流区) 的一类电源。它具有稳压效果好、纹波小、结构简单等优点; 缺点是效率较低。

2. 稳压电路的主要指标

(1) 输入电压调整率 Reg_{Line} 。输入电压调整率 (Line Regulation) 也被译为线路调整率, 表示了稳压电源克服输入电压变化的能力。定义是负载满载且不变条件下, 输入电压在额定范围变化时, 输出电压变化率, 即

$$Reg_{Line} = \frac{|\Delta U_{ou}|}{\Delta U_i U_o} \times 100\% \quad (8.2.1)$$

式中 ΔU_i 是输入电压的额定变化范围, ΔU_{ou} 是输入电压的在额定范围变化时, 输出电压变化的最大值; U_o 是常态输出电压, 近似计算时也可用标称输出电压替代。电压调整率越小, 说明稳压电源在输入电压波动时的稳压性能越好。

(2) 负载调整率 Reg_{Load} 。负载调整率 (Load Regulation) 表示了稳压电源克服负载变化的能力。定义为输入电压为额定值且不变条件下, 负载电流从零 (或最小值) 变化到额定输出电流, 输出电压的变化率, 即

$$Reg_{Load} = \frac{|\Delta U_{ol}|}{U_o} \times 100\% \quad (8.2.2)$$

式中 ΔU_{ol} 是负载电流在额定范围变化时, 输出电压的最大变化值。负载调整率越小, 说明稳压电源的输出阻抗越低, 在负载波动时的稳压性能越好。

(3) 温度系数 T_c (Temperature Coefficient)。它表示了稳压电源克服环境温度变化的能力, 定义为环境温度每变化 1°C , 输出电压的变化, 即

$$T_c = \Delta U_o / \Delta T (\text{mV}/^\circ\text{C}) \quad (8.2.3)$$

温度系数越小的电源, 说明热稳定性越好, 不易受到气温变化和工作温升的影响。

(4) 静态电流 I_Q (Quiescent Current)。稳压电路自身的损耗电流。在大功率输出时, 静态电流通常可以忽略, 但是在低功耗应用时, 要求静态电流尽可能小。

(5) 最大输出电流 $I_{O(\max)}$ 。在室温且散热良好条件下, 稳压器最大连续输出电流能力。通常, 稳压电路内部带有过流保护功能, 当输出电流超过 $I_{O(\max)}$ 时, 会自动限流。

(6) 最小压差 U_{Drop} 。最小压差 (Dropout Voltage) 指的是为保证稳压器正常工作, 输入电压与输出电压差 $U_i - U_o$ 的最小值。当稳压电源的输入电压 $U_i < U_o + U_{\text{Drop}}$ 时, 其稳压功能将会失效, 甚至不能工作。因此在输出电压相同的条件下, 最小压差越低的稳压器, 允许的输入电压越低。

(7) 效率 η 。稳压电源的效率定义为输出功率 P_o 与输入功率 P_E 的比值。效率越高说明被耗散的功率越少, 通常希望效率尽可能高。

8.2.3 线性稳压电源原理与分析

1. 线性稳压电源的基本原理

线性稳压电路的组成和原理如图 8.2.5(a) 所示, 系统引进了串联电压负反馈, 三极管 T_1 称作调整管, 与负载呈串联关系。 T_1 按照共集电极放大器接法, 与运放 A 构成了一个具有大电流输出能力的运放, 如图 8.2.5(b) 点画线框内所示。假设负载电流为 I_L 时, 忽略 R_1 与 R_2 的分流作用, 有 $I_E \approx I_L$, 则 $I_B \approx I_L / \beta$, 即输出电流几乎全部流经调整管, 运放只提供输出电流的 $1/\beta$ 。通常运放的最大输出电流约为 20mA 左右, 经过 $\beta \approx 50$ 的调整管扩流后, 最大输出能力将提高至 1A ; 若要输出更大的电流, T_1 须选用达林顿管。

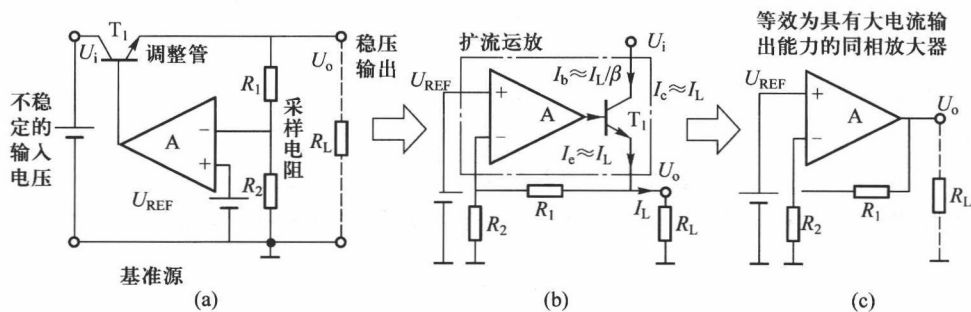


图 8.2.5 串联稳压电源的原理

(a) 串联稳压电源电路 (b) 运放 A 与调整管组成一个“扩流运放”

(c) 整个电路可等效为具有大电流输出能力的同相比例放大器

简化后的串联稳压电路如图 8.2.5(c), 其本质是一个具有大电流输出能力的同相放大器电路, 基准电压 U_{REF} 是同相放大器的输入电压, 通过 R_1 、 R_2 改变同相放大器的放大倍数, 可得到输出电压 U_o 。

$$U_o = U_{\text{REF}} \times (1 + R_1/R_2) \quad (8.2.4)$$

只要基准电压 U_{REF} 稳定,输出电压 U_o 也稳定不变,与输入电压 U_i 和负载 R_L 的变化几乎无关。因此,基准电压 U_{REF} 在稳压电路中至关重要,它的稳定度将直接影响电源的稳定度,通常要求 U_{REF} 几乎不随温度、输入电压、负载变化影响,具有极高的稳定性。提供这种高稳定电压的器件被称为“基准源”或者“参考源”,被广泛用于稳压电源、计量仪表,以及一切需要高稳定度电压信号的场合。需要注意的是它的带载能力很弱,最大输出电流通常仅能达到毫安级,不能直接作为电源使用。

常见的基准源可以分齐纳基准源 (Zener)、带隙基准源 (Bandgap)、掩埋齐纳基准源 (Buried Zener) 三类。齐纳基准源就是稳压二极管,规格丰富、成本最低,但性能较差;带隙基准源性能好、成本较低,但只有 1.2V 一种规格;掩埋齐纳基准是一种恒温器件,温度特性极佳但成本也很高。其中的原理涉及深入的半导体工艺方面的知识,超出了本书的范围。

半导体厂商通常将基准源以集成 IC 器件的形式提供,根据实际的指标要求来选择,在选型时一般关注初始误差、温度系数 T_C 和输出阻抗 R_o 等指标。常用的基准源极其关键指标见表 8.2.1。

表 8.2.1 常用基准源

型号	最大输出电流	标称输出电压 (V)	初始误差	温度系数 (ppm/℃)	输出阻抗 (Ω)	类型
1N47xx	—	3.3-91 共 36 种	±5%	1 000	10-200	齐纳
TL431	100mA	2.5 (可调)	±0.4%	30	0.1	带隙
LM385-1.2/2.5	20mA	1.2/2.5	±1.5% / ±3%	20	1	带隙
LM336	10mA	2.5 (可调)	1%	20	0.2	带隙
MC1403	10mA	2.5	±1%	10	1	带隙
AD584	10mA	2.5/5/7.5/10	±0.1%	5	0.05	带隙
LM399	20mA	6.95	±2%	1	0.5	掩埋齐纳

以常用的可调基准源 TL431 为例,其内部集成了 2.5V 固定基准源、运放以及三极管,如图 8.2.6(a) 所示;引脚排布如图 8.2.6(b)。图 8.2.6(c) 给出典型的应用电路。运放负反馈使得 R 端与 2.5V 保持虚短路,输出电压为 $U_o=2.5V\times(1+R_1/R_2)$ 。它整体上等效于一只可以通过外接电阻 R_1 和 R_2 调整的稳压管,所以其电路符号是在稳压管符号的基础上增加了一只调整脚。

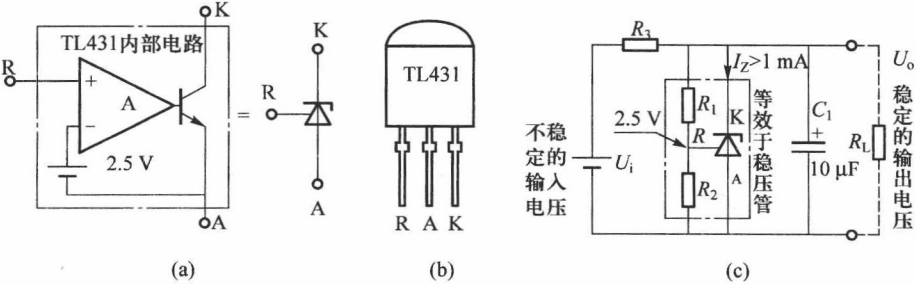


图 8.2.6 TL431 原理及应用

(a) TL431 的内部电路和符号 (b) TL431 引脚排列 (c) TL431 典型应用

【例 8.2.1】图 8.2.7 是两种可调稳压电源电路,假设电位器的分压比为 α (即电位器滑动距离与全程的比例),分别计算输出电压值 U_o 的表达式。

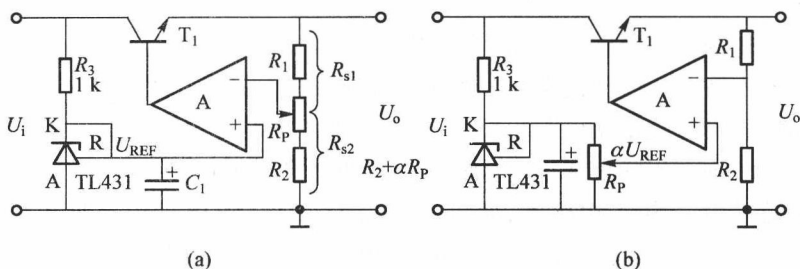


图 8.2.7 两种输出电压可调的稳压电源电路
(a) 改变反馈回路实现调压 (b) 改变基准电压实现调压

解:图 8.2.7(a) 中采用 TL431 作为基准,参照例 8.2.1 的计算,有 $U_{REF}=2.5V$ 。假设电位器的分压比为 α ,则有 $R_{S2}=R_2+\alpha R_p$, $R_{S1}=R_1+(1-\alpha)R_p$,则

$$U_o = U_{REF} \left(1 + \frac{R_{S1}}{R_{S2}} \right) = 2.5 \times \left[1 + \frac{R_1 + (1-\alpha)R_p}{R_2 + \alpha R_p} \right]$$

图 8.2.7(b) 中,反馈回路不变,基准源被 R_p 分压为 αU_{REF} ,有

$$U_o = \alpha U_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 2.5 \alpha \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

可见,改变反馈回路、调节基准都可以实现调压,其中改变反馈回路方法的最小输出电压为 U_{REF} ,而调节基准的方法可以使输出低至 0V,且输出电压与电位器呈线性关系。

【思考题】(1) 若将 R_3 替换成恒流源,将会提高稳压电源的哪些指标?

(2) 在 R_1 上并联一只大电容,将会改善稳压电源的哪些性能?

(3) 如何防止负载短路时损坏电路?

2. 串联稳压电源的耗散功率与效率

稳压电路的耗散功率,是其工作时自身的发热损耗,在忽略运放功耗时,等于输出电流与稳压电路两端的电压乘积,即

$$P_C = (U_i - U_o) I_L \quad (8.2.5)$$

稳压电源的效率定义为输出功率 P_o 与输入功率 P_E 的比值。若忽略稳压电路自身的静态电流 I_Q ,串联稳压电路的输入电流 I_i 与负载电流 I_L 相等,有

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} = \frac{U_o I_L}{U_i I_i} \approx \frac{U_o I_L}{U_i I_L} = \frac{U_o}{U_i} \quad (8.2.6)$$

可见输出电压与输入电压越接近,效率越高;两者相差越悬殊,越多的输入功率将被耗散在调整管上,效率越低。

8.2.4 低压差稳压电路(LDO)

通常的稳压电路的 U_{DroP} 约为 2~3V,即输入电压必须保证高于稳压输出值 2~3V 以上,有些应用场合难以满足这一条件。例如 U 盘中将 5V 的 USB 电源降压为存储器所需的 3.3V,电压

差 1.7V;又如电子词典中将 3V 电池电压稳压至 CPU 所需的 2.7V,电压差仅 0.3V,都小于传统稳压器的最小压差。低压差稳压电路(Low Dropout Regulator, LDO)正是为这一类应用而设计的。

将传统稳压电源的调整管由 NPN 型换为 PNP 型,工作于共射极组态,再将运放输入端对调,如图 8.2.8(a),整体仍然是负反馈系统。这种组态下,调整管由运放下拉驱动,输出电压 U_o 越高时,运放输出越低,与传统稳压电源相反,所以输出电压不会受到运放输出摆幅限制,仅受限于调整管。因三极管的饱和压降仅 0.3V 左右, U_{Drop} 也随之降低至 0.3V。

若将调整管替换为 P 沟道 MOS 管,如图 8.2.8(b),由于 MOS 管的导通电阻 R_{ON} 极低(几十至数百毫欧),在小电流时 U_{Drop} 可以进一步下降到 100 mV 以内(称作超低压差稳压器,VLDO)。又因为驱动 MOS 管无需吸收电流,可以实现极低的静态电流(μA 级),从而适用于低功耗应用。

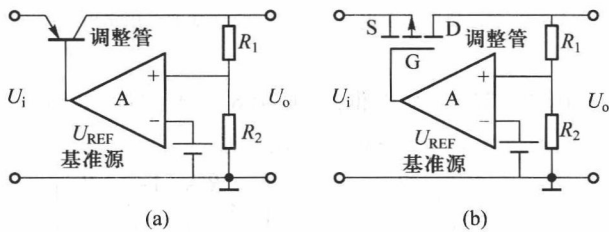


图 8.2.8 低压差稳压电路(LDO)

(a) 采用 PNP 管作为调整管 (b) 采用 PMOS 作为调整管

最小压差的降低使稳压器效率得以提升,使电池放电终止电压降低,且 LDO 自身的静耗通常很低,这些都有利于延长电池的寿命,所以 LDO 特别适合采用电池供电的便携式电子产品,例如手机、音乐播放器、数码相机、便携式仪表、医疗设备、汽车电子设备等领域。

8.2.5 集成线性稳压器

集成线性稳压器将线性稳压电源的全部器件,包括功率调整管、基准源、运放、采样,以及过流保护、超温保护等电路全部集成在一片芯片上。各大半导体厂商都推出了多种规格、适用于各个应用领域的专用集成稳压器,以及可调输出的通用稳压器。它们大多采用三端接法,使用非常方便。常用的集成线性稳压器参考表 8.2.2。

表 8.2.2 常用集成线性稳压器

型号	输出 电流	最大 输入电压	输出电压规格 (V)	压差	静态 电流	电压 调整率	负载 调整率	温度系数 mV/℃
78xx/79xx	1.5A	36V/-36V	±5/6/9/12/ 15/18/24	2V	8mA	0.1%/V	1%	0.6~1.8
LM317/337	1.5A	40V/-40V	可调	3V	5mA	0.02%/V	1.5%	0.07U _o
LT1084	5A	30V	可调	1.3V	5mA	0.02%/V	0.3%	0.025U _o

续表

型号	输出 电流	最大 输入电压	输出电压规格 (V)	压差	静态 电流	电压 调整率	负载 调整率	温度系数 mV/℃
LM1117-xx	0.8 A	15V	2.85/3.3/5.0 可调	1V	10mA	0.03%/V	0.3%	0.08
HT71xx HT75xx	30mA 100mA	24V	3.0/3.3/3.6/ 4.4/5.0	0.1V	5μA 10μA	0.2%/V	1.8%	0.7
TPS764xx	150mA	10V	2.5/2.7/3.0/3.3	0.3V	85μA	0.1%/V	2%	0.2

【例 8.2.2】 LM317 是一款通用三端可调稳压器,内部集成了调整管、1.25V 带隙基准源,以及电压比较和放大器等环节,通过外接反馈电阻可以调节输出电压。其等效电路和典型应用如图 8.2.9 所示。分别计算图 8.2.9(a) 的输出电压 U_o ,以及图 8.2.9(b) 的输出电流 I_L 。

分析:LM317 的内部基准源的负极接在了输出端,即 LM317 的内部电路是以输出端为参考地点。在图 8.2.9(a) 中,假设某种原因使得输出电压 U_o 升高, R_1 两端的分压值 U_F 随之增大,导致运放的+端低于-端,运放输出变低,输出电压 U_o 下降;反之亦然。负反馈的结果将使得运放虚短,即 $U_F = U_o [R_1 / (R_1 + R_2)] = U_{REF}$,因此有

$$U_o = U_{REF} (1 + R_2 / R_1) = 1.25 \times (1 + R_2 / R_1)$$

上式表明,调节 R_2 的值可以调节输出电压,但最低输出电压限制在 1.25V。图中 C_1 、 C_2 的作用是滤波电容,一般要求大于 $10\mu\text{F}$ 。 C_3 的作用是将 R_2 交流短路,使得 U_o 中的交流纹波分量不经衰减直接进入负反馈端而被抑制,提高了稳压电路对纹波、负载快速变化的抑制能力。

在图 8.2.9(b) 中,负反馈的结果将使得运放虚短,有 $U_F = I_L R_1 = U_{REF}$,即

$$I_L = U_{REF} / R_1 = 1.25 / R_1$$

上式的 I_L 与输入电压、负载均无关,所以该电路可以作为恒流源电路。

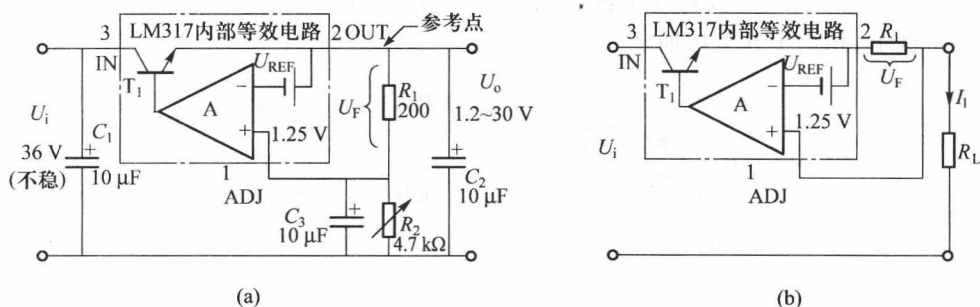


图 8.2.9 三端可调稳压器 LM317 的两种典型应用

(a) 可调稳压电路 (b) 恒流源电路

因为 LM317 没有接地脚,所以不受输入电压的限制,即无论 U_i 多高,只要 U_i 与 U_o 之差小于 40V,电路就不会损坏,可用于高压稳压。但要注意的是 LM317 的最小输出电流为 5mA,在上述电路中 R_1 都应小于 250Ω 。

8.3 开关稳压电源电路

开关稳压电源也简称为“开关电源”(Switch Mode Power Supply, SMPS)。指的是功率管工作于开关状态的一类稳压电源。相比线性稳压电源,开关电源具有以下优点:

(1) 效率更高。开关电源的效率通常能达到 75% ~ 90%, 在大电流输出、输入电压悬殊的情况下,效率远高于线性稳压电路。

(2) 可以实现多种电源变换。开关电源能够实现降压、升压、负压、隔离等多种电压变换形式,而线性稳压电源只能实现降压。

(3) 体积更小。开关电源工作于高频,且发热小,避免了线性稳压电源中笨重的 50Hz 工频变压器和庞大的散热器,有利于电子设备的小型化、轻型化。

因此,开关电源被广泛用于对效率、体积及重量有较高要求的场合,如台式计算机、笔记本、手机充电器、电视/平板显示器等。常用规格的开关电源也被作为标准模块出售,使用非常方便。它的缺点是纹波及噪声比线性稳压电源要大得多,所以不能用于对电源稳定度、纹波和噪声要求高的场合(如高保真音响系统、高精度信号调理、弱信号放大等)。本节将介绍开关电源的基本原理、拓扑结构、控制方式以及典型的应用。

8.3.1 功率开关电路

所谓功率开关电路中,是将功率半导体器件当作开关来使用。功率器件只有通、断两种状态。理想的开关,通态电压为零,断态电流为零,即无论处于通或断的状态,其损耗功率都为零,所以说开关电路是功率电子电路的基本组成部分。

1. 三极管开关电路

如图 8.3.1,将负载串联在三极管的集电极与电源之间,当三极管处于截止区时,CE 间电流为 0,相当于开关断开;当三极管处于饱和区时,CE 间呈现很小的电压 $U_{CE(sat)}$,几乎全部的电源电压都在负载上,相当于开关接通。

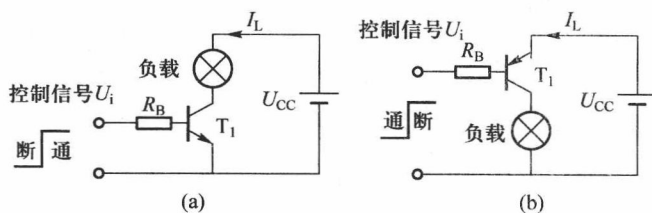


图 8.3.1 三极管开关电路

(a) NPN 管作为开关 (b) PNP 管作为开关

假设已知被控负载的最大电流为 $I_{L(max)}$,为了让三极管能够可靠地进入深度饱和,通常 I_B 应满足

$$I_B > K \frac{I_{L(max)}}{\beta} \quad (8.3.1)$$

式中 K 称为饱和系数,通常取 $3 \sim 5$,某些大功率电路可以取 $5 \sim 10$ 。取较大的 K 值能够轻微降低 $U_{CE(sat)}$,但开关速度将随之变慢。

三极管开关导通后残留有饱和电压 $U_{CE(sat)}$,其通态损耗(在导通时的发热损耗) P_{ON} 为

$$P_{ON} = U_{CE(sat)} I_L \quad (8.3.2)$$

【例 8.3.1】用达林顿管($\beta=1\,000$, $U_{BE(on)}=1.5\text{V}$, $U_{CE(sat)}=1\text{V}$)控制一只 $24\text{V}/100\text{W}$ 的加热器的电源,采用图 8.3.1(a) 的电路,希望用 5V 逻辑电平实现通断控制,计算合理的 R_B 阻值以及三极管的通态损耗。

解:最大负载电流 $I_{L(max)} \approx 100\text{W}/24\text{V} = 4.17\text{A}$

取饱和系数 $K=5$

$$\text{有 } R_B < \beta \frac{U_H - U_{BE(on)}}{KI_{L(max)}} = 1\,000 \times \frac{5 - 1.5}{5 \times 4.17} \Omega = 167\Omega$$

R_B 取最接近的电阻 160Ω 。

三极管通态损耗 $P_{ON} = U_{CE(sat)} I_L = 1\text{V} \times 4.17\text{A} = 4.17\text{W}$

2. MOS 开关电路

MOS 管作为开关应用时更像数字电路,可以直接用逻辑电平驱动,而且无论负载电流的大小,都不需要前级提供电流来维持导通状态。如图 8.3.2(a) 所示, MOS 管处于截止区($U_{GS}=0$) 时 DS 电流为 0,相当于开关的关断状态;当 MOS 管处于可变电阻区时($U_{GS} \gg U_{GS(th)}$) 导电沟道将完全开启,DS 间呈现极小的电阻,相当于开关的接通状态。用低电平 0V ,高电平 $10 \sim 15\text{V}$ (约为 $U_{GS(th)}$ 的 3 倍以上) 数字逻辑可以直接驱动 N 沟道 MOS 管,是非常理想的压控开关。

采用 P 沟道功率 MOS 管亦可构成开关电路,如图 8.3.2(b)。这种方式的驱动逻辑以 U_{CC} 为参考点,较难应用;且由于工艺上的原因, P 沟道管的性能较差且耐压低,所以 P 沟道 MOS 管开关在实际中使用较少。

标准 TTL/CMOS 逻辑的高电平通常是 5V 或者 3.3V ,不足以使 MOS 管沟道完全开启,可以参考图 8.3.2(c) 所示的电路,先用三极管开关将其转换成 15V 逻辑后再驱动 MOS 管。也可以使用专门的驱动器芯片(如 IR210x、TC442x 系列),它们不仅能够实现电平转换,还能够对 MOS 管分布电容快速充放电从而提高开关速度;有些还具有欠压关闭、过流保护、高边驱动等额外功能。

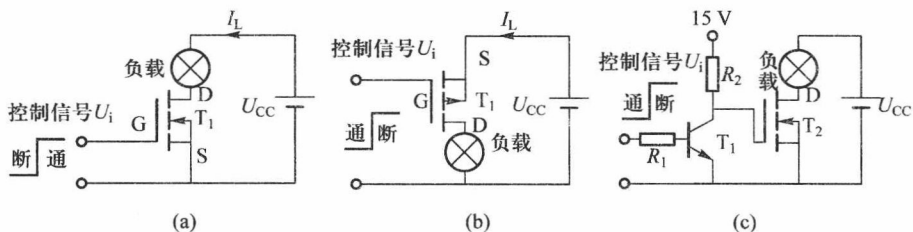


图 8.3.2 MOS 管开关电路

(a) N 沟道 MOS 管开关 (b) P 沟道 MOS 管开关 (c) 兼容 TTL 逻辑的 MOS 开关

MOS 管导通后呈现纯阻性,因此 D、S 间残压 U_{DS} 以及通态损耗 P_{ON} 为

$$U_{DS} = R_{ON} I_L \quad (8.3.3)$$

$$P_{ON} = R_{ON} I_L^2 \quad (8.3.4)$$

8.3.2 脉宽调制

脉宽调制(Pulse Width Modulation)简称 PWM,是一种频率固定、但高电平时间可变的方波调制形式。其中方波高电平时间 T_H 与总周期 T 的比值,称为“占空比”(Duty Cycle),如图 8.3.3(a),常用符号 D 来表示

$$D = \frac{T_H}{T} \times 100\% \quad (8.3.5)$$

利用脉宽调制和功率开关电路,可以高效率地调节负载功率,如图 8.3.3(b)。假设负载是线性的,其额定功率为 P ,在开关导通(T_H)期间其功率为 P ,开关关断($T - T_H$)期间功率为 0。即一个周期内负载的平均功率为

$$\bar{P} = \frac{T_H P}{T} = DP \quad (8.3.6)$$

可见,不改变供电电压,仅调节占空比 D ,即可调节负载的平均功率。实际中的电子设备大多具有惰性:例如灯泡,如果快速通断人眼察觉不到闪烁;又例如电动机的惯性会让其输出脉动力矩变得平滑,所以只要脉宽调制信号的频率足够高,就可以实现功率的平稳连续调节。

用 PWM 方式调节功率,开关自身损耗很小。PWM 技术是实现高效率开关电源、机电控制、D 类放大器、逆变等技术的基础。PWM 信号通常用三角波与可调电压比较获得,如图 8.3.3(c)所示,输出占空比正比于电压 U_p 。

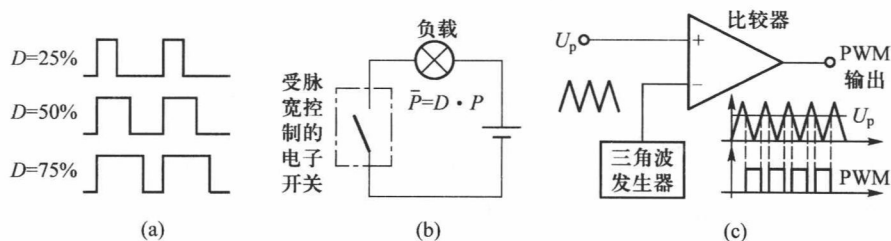


图 8.3.3 脉宽调制信号与占空比

(a) 不同占空比的脉宽调制信号 (b) 用脉宽调制调节负载功率 (c) PWM 产生原理

8.3.3 开关电源的原理和基本组成

开关电源与线性电源的区别在于,调整管被高效率的 PWM 发生器与开关变换器所替代,其余部分仍与线性电源相同。如图 8.3.4 所示。

开关变换器是一个由电感、电容、开关三种主要元件构成的电路。其中电感与电容作为储能元件,在开关的控制下周期性地从电源输入端吸收电能,再释放到负载端。电能吸收与释放的比例受控于脉宽调制信号,从而实现输出电压的调节。在理想条件下,电感、电容、开关三类元件都不会消耗电能,可以实现能量的无损变换,即输出功率等于输入功率,所以开关电源的效率很高。

但这种能量的传递过程是不连续的,所以输出电压会有波动(称为“纹波”),且高频开关电流会发出强烈的杂散辐射干扰(EMI),这些是开关电源的缺点。

图 8.3.4 所示开关电源稳压的反馈过程与线性稳压类似:若 U_o 因某种原因升高,导致采样点 U_F 高于基准电压 U_{REF} ,运放输出降低,使 PWM 信号的占空比减小,开关变换器在单位时间内吸收更少的能量输送到负载上,输出电压 U_o 降低;反之亦然。如果误差放大器的增益 A 足够大,深度负反馈的结果是 $U_F = U_{REF}$,即:

$$U_o = (1 + R_1/R_2) U_{REF} \quad (8.3.7)$$

与线性电源一样,只要基准电压 U_{REF} 稳定,则输出电压也稳定。

*8.3.4 开关变换器的基本拓扑结构

开关变换器的拓扑结构决定了开关电源的电压变换方式。所谓拓扑结构(Topology),指的是电感、电容、开关三类元件的连接关系。开关变换器有以下三种基本类型,其他的拓扑结构大多可以由这三种基本类型衍生。

1. 降压型(Buck)拓扑结构

降压型拓扑结构如图 8.3.5(a)所示。当开关 S 接通时, $U_D = U_i$, 二极管反偏截止,电源通过电感 L 向电容 C 充电,并且为负载供电,此期间电感上的电流 I_L 逐渐增大,电感储存磁能。当开关断开时,由于电感上的电流不能突变, I_L 由经电容和二极管制成闭合回路,释放电感上存储的磁能,期间 $U_D \approx 0$ 。

当电感量足够大时,由于电感的续流作用,无论开关处于接通或是断开期间,负载上都能得到连续的输出电压,如图 8.3.5(b)。输出电压 U_o 是 U_D 的平均值,即 $U_o = D U_i$,因而只能实现降压。

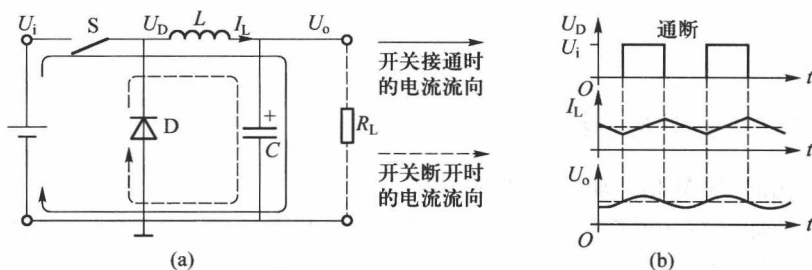


图 8.3.5 降压型(Buck)拓扑结构

(a) 降压型拓扑电路 (b) 关键点电流、电压的关系

2. 升压型(Boost)拓扑结构

升压型拓扑结构如图 8.3.6(a)所示。当开关 S 接通时, $U_D = 0$, 二极管反偏截止,电源直接

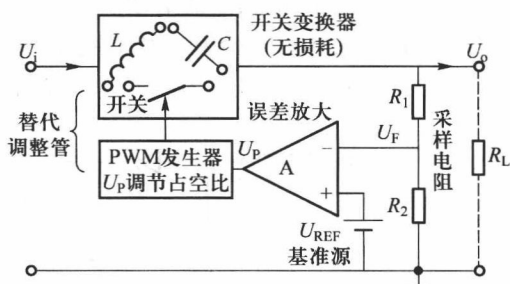


图 8.3.4 开关电源的原理和基本组成

向电感 L 储存磁能,电感电流 I_L 增大,直到开关断开前达到峰值。当开关断开后,由于电感上的电流不能突变, I_L 由经电容和二极管构成闭合回路给电容 C 充电,释放电感上存储的磁能, I_L 逐渐下降至 0。电感上的能量释放至电容 C 上,使得输出电压高于输入电压,实现升压。

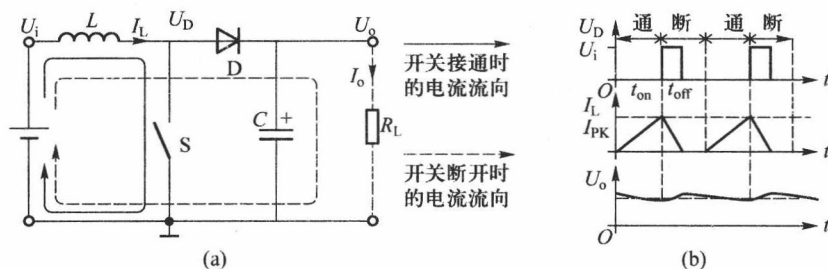


图 8.3.6 升压型 (Boost) 拓扑结构

(a) 升压型拓扑电路 (b) 关键点电流、电压的关系

3. 负压型 (Inverting) 拓扑结构

负压型拓扑结构如图 8.3.7(a) 所示。当开关 S 接通时, $U_D = U_i$, 电感 L 储能, 当开关断开后, 电感上的能量经二极管释放至电容 C , 得到负压输出。随着占空比 D 的变化, 输出电压 $|U_o|$ 既可以高于输入电压, 也可以低于输入电压, 所以负压型拓扑结构也被称为升/降压型 (Buck-Boost) 拓扑。

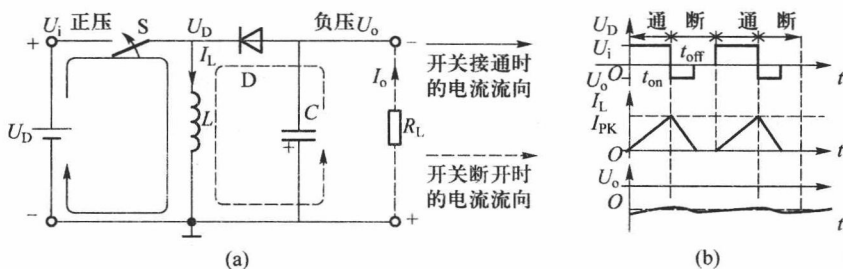


图 8.3.7 负压型 (Inverting) 拓扑结构

(a) 负压型拓扑电路 (b) 关键点电流、电压的关系

*8.3.5 PWM 发生器与反馈控制模式

用可调占空比的 PWM 信号驱动上述的开关变换器, 能够实现对输出电压的调节, 再引入反馈就能实现稳压功能。在开关稳压电源中, PWM 的产生与反馈控制电路通常是紧密结合的, 根据 PWM 信号产生方法和占空比调节原理的不同, 反馈控制模式可以分为以下几类:

1. 门控振荡器控制模式 (Gated Oscillator Control)

门控振荡器控制模式是一种占空比固定, 靠振荡器的启、停控制来调节输出电压的控制模式。它由一个固定占空比 (通常 $D = 90\%$ 左右) 的门控方波振荡器和比较器构成, 如图 8.3.8。其中振荡器的输出受控于比较器的输出逻辑: 当反馈电压 U_F 低于基准电压 U_{REF} 时, 比较器输出

高电平,振荡器开启,驱动开关变换器快速传递能量使输出电压迅速上升;一旦 U_F 高于基准电压 U_{REF} 时,比较器输出低电平,振荡器被关闭,开关变换器不再输出能量,输出电压随之下降。上述过程不断重复, U_F 在 U_{REF} 附近轻微波动,输出电压 U_o 也在 $(1+R_1/R_2)U_{REF}$ 附近上下波动。

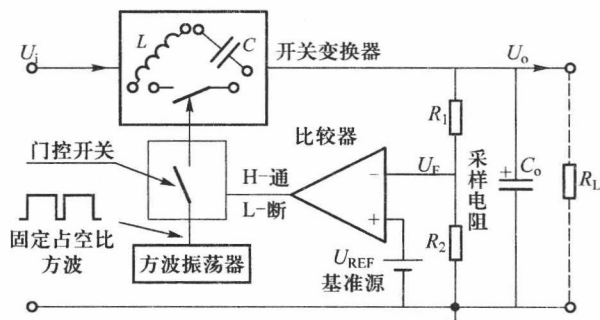


图 8.3.8 门控振荡器控制模式

门控振荡器控制方式结构最简单,但缺点是反馈始终无法进入稳态,输出电压在不停地波动,输出纹波较为严重。但因其电路简单、成本低、可以配合各种拓扑结构的变换器,被广泛用在小功率、低成本、指标要求不高的电源电路中,如充电器、车载 USB 电源等。

2. 电压控制模式 (Voltage-Mode Control)

电压控制模式下 PWM 信号的占空比是可变的,其原理如图 8.3.9 所示。由一个锯齿波电压发生器和比较器构成可变占空比的 PWM 发生器,该 PWM 发生器的占空比受控于误差放大器的输出。即利用反馈电压与基准之间的误差来改变 PWM 信号的占空比,从而实现输出电压的自动调节。

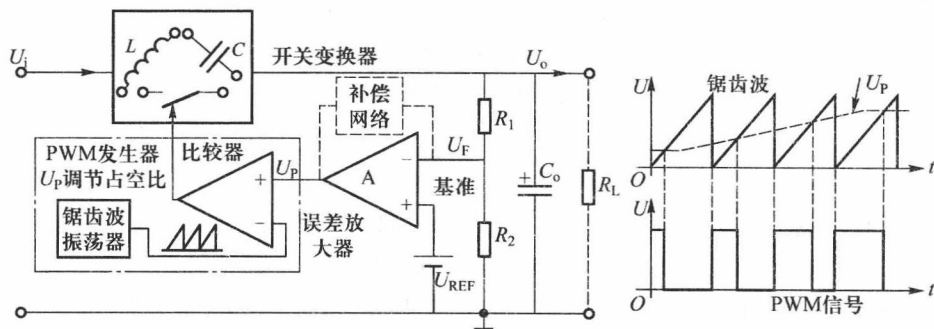


图 8.3.9 电压控制模式

若反馈电压 U_F 略高于基准电压 U_{REF} ,则误差放大器输出电压 U_p 降低,与锯齿波比较后,输出的 PWM 方波占空比下降,开关变换器单位时间内少传递能量,使 U_F 下降;反之则 U_F 上升。反馈的最终结果是 U_F 非常接近 U_{REF} ,但不会完全相等,因为 U_p 是由 U_F 与 U_{REF} 之间的误差来产生的。

当 U_p 变化时,由于开关变换器内各个储能环节的延迟作用, U_o 并不会立即变化,存在附加相移。为了保证负反馈的稳定性,避免进入振荡状态,通常在误差放大器环节需要增加一个补偿网络。因为电压控制模式下负反馈能够最终进入稳定状态,其输出纹波比门控振荡方式的电源要小;又因电压控制模式可以配合各种拓扑结构的开关变换器,所以是应用最广的控制模式。

3. 电流控制模式 (Current-Mode Control)

电流控制模式是对电压控制模式的一种改进,区别仅在于锯齿波的来源。在某些(如升压、单端反激)拓扑结构中,由于电感的作用,开关上的电流是按照锯齿波规律变化的。将锯齿波电流转换为电压,可以替代电压控制模式电路中的锯齿波发生器。这种产生 PWM 信号的控制模式,称为电流控制模式。

如图 8.3.10,在开关上串联一个很小的采样电阻 R_s (通常小于 $1\ \Omega$),用于将锯齿波电流变为锯齿电压。在方波振荡器每个上升沿时刻, R - S 触发器置位,输出 Q 变高让开关 S 接通,随后 I_L 线性上升,电压 U_{SAW} 也按线性规律上升;当 U_{SAW} 超过 U_p 时,比较器立即输出高电平, R - S 触发器复位,输出端 Q 变低让开关 S 断开,完成一个开关周期。改变门限电压 U_p 即可调节占空比,实现了可变占空比 PWM 发生器的功能。误差放大与稳压反馈的过程与电压控制模式相同,最终的反馈结果也是 $U_F \approx U_{REF}$ 。

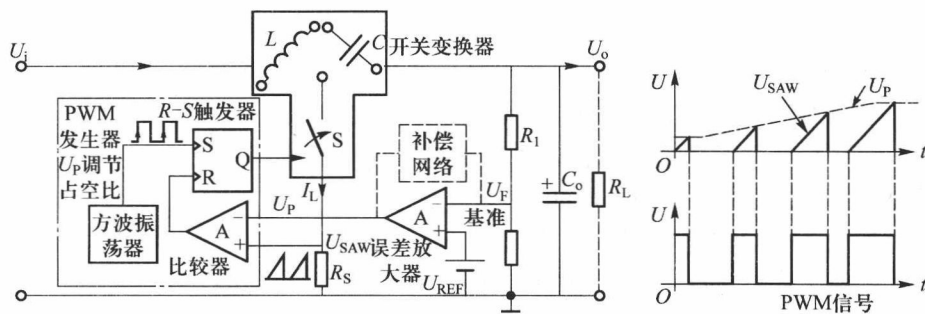


图 8.3.10 电流控制模式

电流控制模式的优点是具有单周期限流 (Cycle-by-Cycle Current Limit) 功能,能避免储能过程中因电感饱和现象引起电流失控,同时也实现了输出限流功能,可以省去短路保护等电路。缺点是它不适用于所有的拓扑结构,一般用在开关接地的拓扑中,容易通过串阻的方法实现电流采样。

*8.3.6 集成开关稳压器及开关电源电路分析

目前,半导体厂商们提供了大量的集成开关稳压器件可供选用。根据用途的不同,集成开关稳压器可以分为两大类:一类是单片式开关电源,它几乎包含了开关电源的所有部件,只需增加电感、电容等少量外围元件即可构成特定用途的开关电源;另一类是通用 PWM 控制器,它不含功率管以及反馈取样等部分,所需的外围器件较多,但可以灵活地构成各种拓扑结构,或实现某些特殊指标。常用的单片式开关电源以及 PWM 控制器分别参见表 8.3.1。

分析开关电源电路,通常按照以下几个步骤进行:

(1) 分析拓扑结构。根据电容、电感、开关管、二极管四者之间的连接关系,判断电路属于何种拓扑结构,由此判定该电源的类型。

(2) 分析控制模式。根据 PWM 产生与反馈控制原理,判断该电路的控制模式。

(3) 判定负反馈。根据反馈的判定准则,判断该电路是否构成负反馈。

(4) 计算输出电压。如果步骤(3)判断出该电源电路属于负反馈,且误差比较环节的增益 A 很大,则可以按照深度负反馈的规则,由“虚短路”关系来计算输出电压。

表 8.3.1 常用集成开关稳压器

(1) 单片式开关电源							
型号	拓扑结构	最大输出电流/功率	最大输入电压	输出电压(V)	电压调整率	输出纹波 mV_{pp}	效率 %
MC34063	升/降/反	1A	40V	可调	0.02%/V	120 ~ 500	60 ~ 80
LM2574	降压	0.5A	40V	5/12/15	0.03%/V	<50	72 ~ 88
LM2576	降压	3A	40V	5/12/15	0.03%/V	<50	75 ~ 88
LM2674	降压	0.5A	40V	3.3/5/12	0.02%/V	<60	86 ~ 94
LM2577	升压	3A	40V	12/15/可调	0.07%/V	<100	80
TOP-221 ~ TOP-227	单端反激	12 ~ 150W	700V	可调	外围电路决定	外围电路决定	90
(2) 通用 PWM 控制器							
型号	控制模式	开关频率	工作电压	其他控制功能			
UC3842/3	电流	50kHz	16/9V ~ 30V	单周期过流保护、欠压锁闭			
TL494	电压/双环	<300kHz	7 ~ 40V	可调死区、单端/双端模式选择、双环反馈			
SG3525	电压	<400kHz	8 ~ 40V	可调死区时间、软启动、推挽驱动			
MC34066 MC34067	可变频率 (软开关)	<1.1MHz	9 ~ 20V	软启动、零电压/零电流开关(高效率)			

【例 8.3.2】 MC34063 是一款常用的单片式开关电源芯片,可以构成多种拓扑结构的电源。试分析图 8.3.11 中两种电路的拓扑结构类型,并分别计算两种电路的输出电压值。

分析:MC34063 内部包含了固定 87% 占空比的方波发生器、比较器、1.25V 基准源、与门以及达林顿接法的三极管开关。其中三极管开关受与门的输出逻辑控制,属于门控振荡控制模式:当第 4 脚电压 U_F 低于基准电压 U_{REF} 时,比较器输出高电平,与门输出 87% 占空比方波,让开关变换器向输出电容 C_o 上传递能量,引起输出电压 U_o 上升, U_F 上升;反之,则比较器输出低电平,与门输出一一直为低电平,开关关断,电容 C_o 的能量得不到补充, U_o 随负载消耗自然下降, U_F 下降;负反馈最终结果是 U_F 在 U_{REF} 附近轻微波动。

将图 8.3.11 (a) 中电路的开关管、电感、二极管、输出电容四个元件独立出来,简化为图 8.3.11 (c) 所示的拓扑结构,对照 8.3.4 节的拓扑结构分类,可知它属于降压型拓扑,输出电压 $U_o = (1 + R_1/R_2) \times 1.25V = 5V$ 。图 8.3.11 (b) 中的电路可以简化为图 8.3.11 (d) 的形式,属于升压型拓扑,输出电压 $U_o = (1 + R_1/R_2) \times 1.25V = 28V$ 。

【例 8.3.3】 LM2576 是一款大功率单片式开关电源,具有 3A 的电流输出能力。图 8.3.12 和图 8.3.13 是由 LM2576 构成的两种开关电源,分析其原理并计算输出电压值。

分析:LM2576 内部包含了可变占空比的 PWM 发生器、误差放大器、1.23V 基准源以及大功率开关管。该芯片工作于电压控制模式,即功率开关的占空比受控于误差放大器的输出电压。若反馈电压 U_F 略高于基准电压 U_{REF} ,则误差放大器输出电压 U_p 降低,与锯齿波比较后,输出的

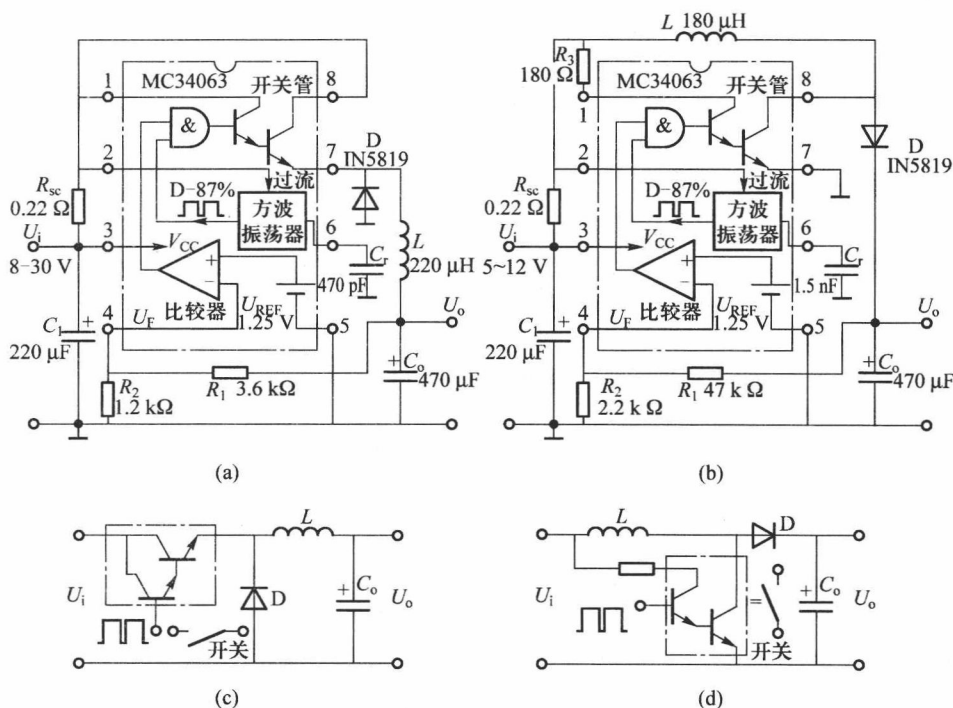


图 8.3.11 MC34063 的两种典型应用及拓扑结构

(a) 降压型开关稳压电路 (b) 升压型开关稳压电路 (c) 降压拓扑结构 (d) 升压拓扑结构

PWM 方波占空比下降, 开关管导通时间缩短, 使 U_o 下降, U_F 下降; 反之则 U_F 上升。反馈的最终结果是 U_F 非常接近 U_{REF} , 虽然有微小的静态误差, 但反馈是稳定状态, 输出纹波将比例 8.3.1 中门控振荡模式的 MC34063 小。

图 8.3.12 的电路, 将开关管的 CE 结等效为开关, 可以看出它属于降压型拓扑结构, 根据 $U_F \approx U_{REF}$, 有 $U_o = (1 + R_1/R_2) \times 1.23V$ 。图 8.3.13 的电路属于负压型拓扑结构, 根据 $U_F \approx U_{REF}$, 有 $U_o = -(1 + R_1/R_2) \times 1.23V$ 。反馈电阻 R_1 与 R_2 集成了在 LM2576 的内部, 具有 3.3V、5V、12V、

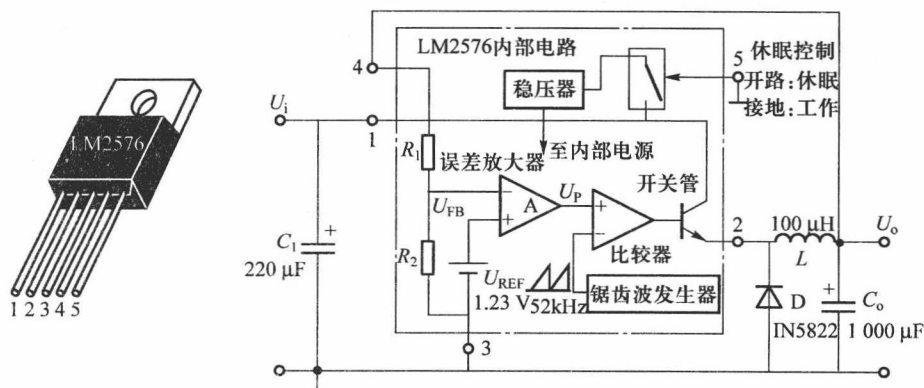


图 8.3.12 LM2576 及其构成的降压型开关电源

15V 以及可调输出五种规格可供选择。

LM2576内部反馈电阻

电压	R_1	R_2
3.3 V	1.7 k Ω	1.0 k Ω
5.0 V	3.1 k Ω	
12 V	8.84 k Ω	
15 V	11.3 k Ω	
ADJ	0	开路

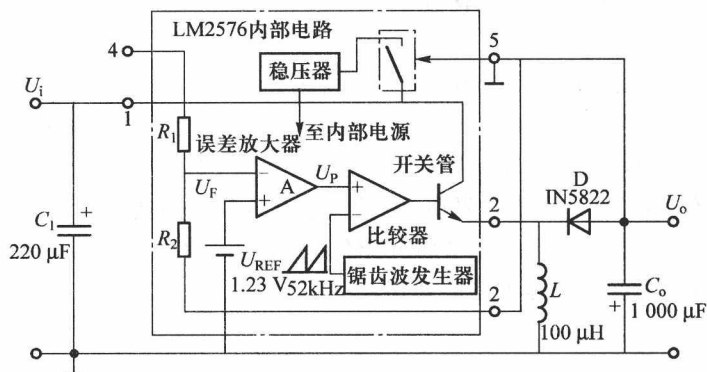


图 8.3.13 用 LM2576 构成负压型开关电源

8.3.7 各类稳压电路的性能对比

本书介绍了稳压二极管、基准电压源、线性稳压电源(包括 LDO)、开关电源四类可以提供稳定电压输出的电路。它们在稳定性、带载能力、压差、效率等关键指标上有较大的差异,它们之间的性能对比参照表 8.3.2,灰框表示优势项,实际应用中应合理选择最适用的电路。

表 8.3.2 各类稳压电路指标对比

类型 指标	稳压管	基准电压源	线性稳压电源		开关电源
			常规稳压器	低压差稳压器	
电压稳定性	很差	极好	较好	较好	较差
输出纹波、噪声	大 (宽带噪声)	极小 (μV 级)	小 (mV 级)	小 (mV 级)	很大 (百 mV 级)
转换效率	很低	一般不考虑	低 (30% ~ 70%)	较高 (30% ~ 85%)	很高 (75% ~ 95%)
压差	较小	一般不考虑	大 (通常 2 ~ 3V)	很小 ($<1\text{V}$)	大 (通常 $>2\text{V}$)
静态电流	很高	一般不考虑	低 (mA 级)	很低 (通常 $<1\text{mA}$)	高 (数十毫安培)
电压变换类型	降压	降压	降压	降压	升压/降压/负压 /隔离等多种
输出带载能力	弱 ($<100\text{mA}$)	极弱 (μA ~ mA 级)	中 (可达数安培)	较弱 (通常 $<1\text{A}$)	极强 (可达上百安培)
成本	低	与指标有关	低	中	高
适用场合	粗略而低成本的 简易稳压	在电路内部作 为高稳定基准	一般用途, 成本较低	有低压差、低功 耗需求的应用	高效率、大功率 小体积的应用

8.4 低频功率放大电路

功率放大器(Power Amplifier, PA)简称功放,它的本质仍是电压放大器,但具有很强的电流输出能力,能够在效率较高、非线性失真小、自身安全工作的前提下,向负载提供足够大的功率。功率放大器通常用于驱动低阻抗、大功率的负载,如音频功放用于驱动喇叭、机电伺服放大器用于驱动电磁绕组、射频功放驱动天线等,这类负载的阻抗仅有数欧姆,并且常需要高达数安培甚至上百安培的驱动电流。本节将介绍低频(音频)功率放大器的组成、原理、关键指标计算,以及集成功率放大器应用等方面的知识。

8.4.1 低频功率放大电路的组成与原理

功率放大器在常规电压放大器电路中插入了功率级(Power Stage),如图 8.4.1 所示。前级电路是由分立器件或集成运放构成的高增益电压放大器,后级(功率级)电路是一种具备电流放大以及大电流输出能力的电路(通常是共集电极放大电路)。因为功率级的电压增益 $A_u \approx 1$,功率放大器的总电压增益由前级放大器和反馈网络决定,所以总电压增益仍与其原型电压放大器相同。又因功率级的电流增益 A_i 很大,具备大电流输出能力,可驱动低阻抗负载,得到很大的功率输出。

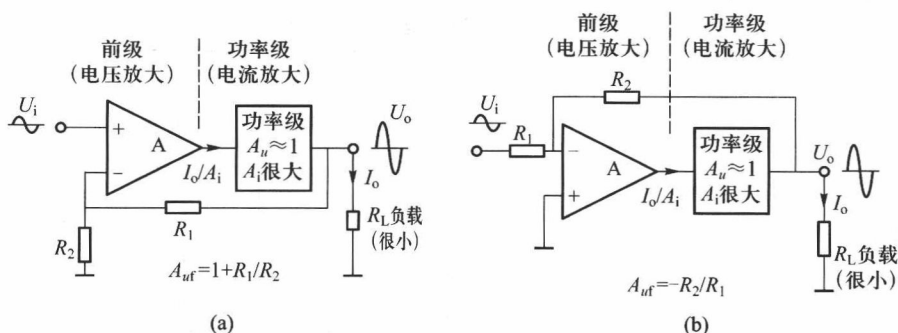


图 8.4.1 功率放大器的组成及原理
(a) 同相功率放大器 (b) 反相功率放大器

8.4.2 功率级电路及其工作状态分类

功率级电路是一种电流放大器,通常由晶体管共集电极放大器或 MOS 管共漏级放大器构成,以晶体管功放为例,根据一个交流电周期内功率管工作状态不同,可分为以下三类工作状态:

1. A 类(Class-A)工作状态

A 类状态也称为甲类状态,指的是三极管被施加足够大的静态偏置电流 I_{CQ} ,使得它在一个正弦波周期内一直处于导通状态($I_C > 0$),即导通角 $\theta = 360^\circ$,如图 8.4.2(a) 所示。前面学过的各种单管放大器都属于 A 类放大器。

2. B 类(Class-B)工作状态

B 类状态也称为乙类状态,指的是三极管恰好被偏置于临界导通,偏置电流 I_{CQ} 几乎为 0,三

极管只在半个正弦波周期内处于导通状态,即导通角 $\theta=180^\circ$,如图 8.4.2(b)所示。在 B 类状态下,必须用两只三极管交替工作,才能完成一个完整 360° 周期的正弦波放大。严格地说,纯 B 类放大器是不存在的,因为很难保证三极管恰好处于临界导通状态。

3. AB 类(Class-AB)工作状态

AB 类状态也称为甲乙类状态,指的是三极管具有很小的静态电流 I_{CQ} 的偏置,它在略多于半个正弦波周期内处于导通状态,即导通角 θ 略大于 180° 但小于 360° ,介于 A 类和 B 类之间,如图 8.4.2(c)所示。AB 类电路必须采用双管推挽形式交替工作,其工作点的设置范围可以很宽。

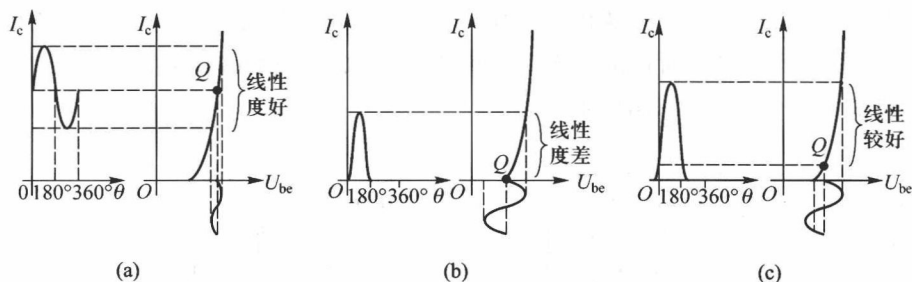


图 8.4.2 三极管放大器的工作状态

(a) A 类工作状态 (b) B 类工作状态 (c) AB 类工作状态

三极管处于 A 类状态时非线性失真最小,但是静态电流 I_{CQ} 最大,即使不输出信号也要消耗大功率因而效率最低;工作于 B 类状态时静态电流 $I_c=0$,所以效率最高,但是 Q 点恰处于拐点导致非线性失真最大;AB 类则介于 A 类与 B 类之间,兼有 A 类的低失真以及 B 类效率高的优点,是 A 类和 B 类的折中方案,也是功率级最常用的工作状态。另外三极管还有 C 类($\theta<180^\circ$)和 D 类(开关)工作状态,其中 C 类放大器常用于高频谐振放大,D 类放大器是一种高效率开关放大器,将在 8.5 节介绍。

根据电路组成形式的不同,功率级电路结构又分为单端和推挽两大类:

1. 单端(Single-Ended)功率级电路

所谓单端功率级电路,指的是仅有一只功率管起电流放大作用,所以它必须工作于 A 类状态。典型电路是一个用恒流源作负载的共集电极放大器,并采用正负双极性电源供电,如图 8.4.3。功率管的静态工作点 I_{CQ} 由电流源直接确定。在输出信号的正半周, I_o 流出, I_c 变大,输出信号的负半周 I_o 灌入(I_o 变负值), I_c 变小。为了保证三极管具有 360° 的导通角,要在 I_c 最小值点即输出信号的负峰值点仍保证 $I_c>0$ 。因此要有

$$I_{CQ} > I_{om} = U_{om}/R_L \quad (8.4.1)$$

式中, I_{om} 和 U_{om} 分别表示负载电流和负载电压的峰值。

实际应用时, I_{CQ} 要按最大输出功率时的电流峰值来设定,所以 I_{CQ} 通常很大(可达数安培级);即使输出为 0 时,电路自身的静态损耗 $P_{CQ} = 2U_{CC}I_{CQ}$ 将达到几十瓦甚至数百瓦级别,所以单端电路的效率是最低的(理论极限是 25%),通常都带有巨大的散热器。但高 I_{CQ} 带来的优势是 Q 点所在位置的线性很好,失真很小,所以该电路通常用在非线性失真要求极端严格且无需考

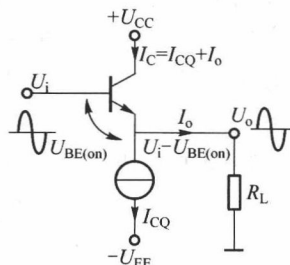


图 8.4.3 单端功率级

虑效率的场合,例如顶级的高保真音响、监听级的耳机放大器等。

【例 8.4.1】 图 8.4.4 是一款单端 A 类音频功率放大器电路,输入信号为有效值 0.5V 的正弦波。为使电路能够正常工作,计算 R_E 的取值范围,以及输入为 0V 时的静态损耗。(假设达林顿管 $U_{BE}=1.4\text{ V}$)

分析:该功率放大电路采用了运放作为前级放大,并采用具有高 β 值的达林顿管构成单端 A 类功率级,其中 T_1 是功放管, T_2 构成了单管电流源电路。化简后的电路见图 8.4.4(b),属于同相放大器,总电压增益由反馈电阻决定: $A_{uf}=1+R_1/R_2=10.1$ 倍。电容 C_1 是在反馈支路上的超前补偿电容,用于补偿因引入功率级带来的附加相位滞后,保证反馈的稳定性,避免自激振荡。电容 C_2 的作用是滤除 D_Z 齐纳击穿所伴随的噪声。此外功率放大器的正负电源端都需要对地并联大退耦电容(通常大于 $1000\text{ }\mu\text{F}$),图中未画出。

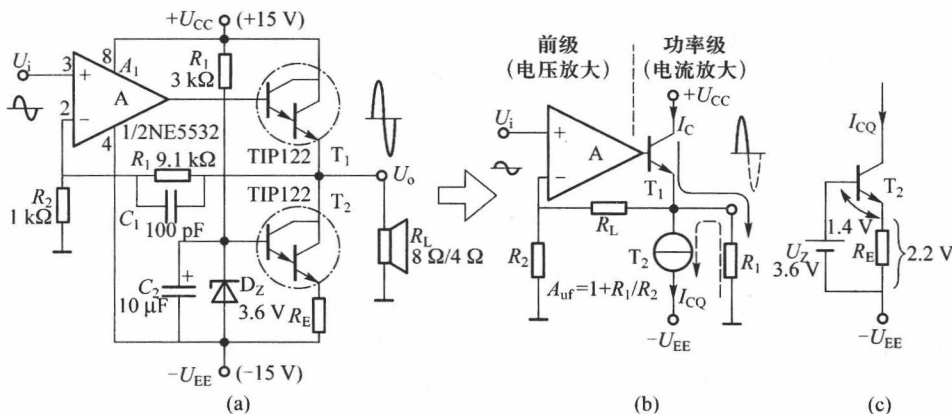


图 8.4.4 一款单端 A 类功率放大器

(a) 电路图 (b) 化简后的等效电路 (c) 恒流源部分

输出电压最大为 $0.5\text{ V} \times 10.1 = 5.05\text{ V}$ (有效值),即输出正弦波的峰值电压 $U_{o(\max)} = |U_{o(\min)}| = 1.4 \times 5.05\text{ V} = 7.07\text{ V}$ 。在输出信号负半周的峰值点时,从负载向放大器灌入电流最大,为了让 T_1 不截止,根据式(8.4.1),静态电流 I_{CQ} 应满足

$$I_{CQ} > |U_{o(\min)}| / R_L = 7.07\text{ V} / 8\Omega = 0.88\text{ A}$$

三极管 T_2 构成了单管恒流源电路,提供静态电流 I_{CQ} ,如图 8.4.4(c),有

$$I_{CQ} \approx I_E = (U_Z - 1.4\text{ V}) / R_E = 2.2 / R_E > 0.88\text{ A}$$

即 $R_E < 2.2\text{ V} / 0.88\text{ A} = 2.5\Omega$ 。若 R_E 取临界值 2.5Ω ,静态损耗为

$$P_{CQ} = (V_{CC} - V_{EE}) I_{CQ} = 2V_{CC} I_{CQ} = 30\text{ V} \times 0.88\text{ A} = 26.4\text{ W}$$

该功放最大输出功率仅为 $5.05^2 / 8\Omega = 3.2\text{ W}$,静态损耗为最大输出功率的 8 倍左右,可见单端 A 类放大器的损耗极大,效率很低。

2. 推挽 (Push-Pull) 功率级电路

所谓推挽电路,指的是将 NPN 和 PNP 管的组合而成的共集电极放大器电路,如图 8.4.5(a) 所示,其中 NPN 管输出正半周信号,PNP 管输出负半周信号,在一个正弦周期内两管交替推挽工作。

为了同时向双管提供稳定的偏置,通常偏置电压 U_B 取等于或略大于 2 倍 $U_{BE(on)}$,并在三极管发射极串小电阻 R_E (一般零点几欧姆,交流分析时可忽略)。两只射极电阻 R_E 上的电压之和为 $U_B - 2U_{BE(on)}$,则静态工作电流为

$$I_{CQ} \approx I_E = \frac{U_B - 2U_{BE(on)}}{2R_E} \quad (8.4.2)$$

在 U_i 的正半周:如图 8.4.5(b) 所示, T_1 导通构成射随器电路 $A_u \approx 1$, T_2 截止;在 U_i 的负半周:如图 8.4.5(c), T_2 导通构成射随器电路 $A_u \approx 1$, T_1 截止。即无论正负半周,均有 $U_o \approx U_i$,实现了电压跟随与电流放大功能,即放大器向负载输出电流 I_o 时, U_i 所提供的驱动电流仅为 I_o/β 。但在输出大功率时仍有可能超出前级电路的驱动能力上限,这时 T_1 与 T_2 也要选用高 β 值的达林顿管,以减轻前级负担。

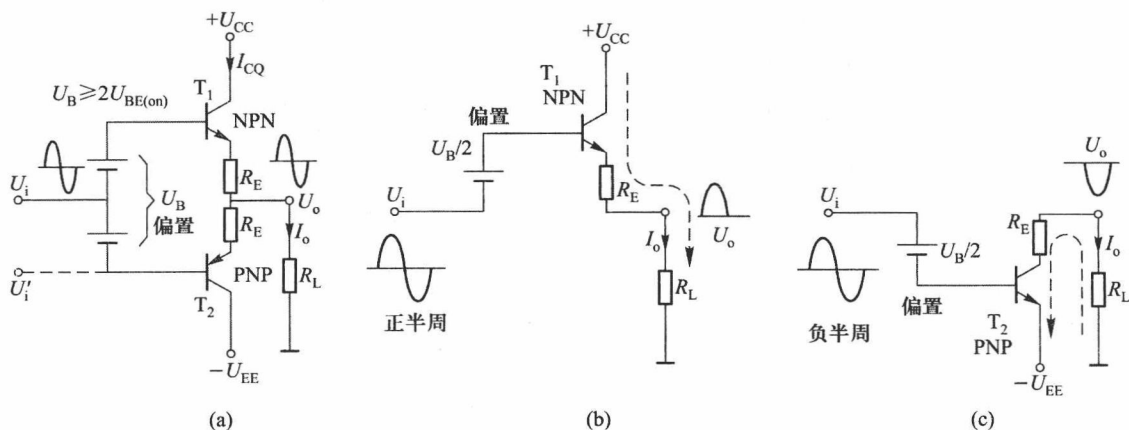


图 8.4.5 推挽功率级电路

(a) 电路形式 (b) 正半周 (c) 负半周

功率级电路本身会引入额外的失真,构成完整的功率放大器后,深度负反馈的存在使得闭环后的失真减小 $(1+AF)$ 倍,因此前级需要提供尽可能高的开环增益 A 。另外,实际电路中偏置源没有中心抽头,通常从 U_i' 处输入信号,引入的 $U_B/2$ 直流偏移也会被减小 $(1+AF)$ 倍,几乎得以消除。

随着静态偏置电流的不同,推挽功率级可以工作于 B 类、AB 类、A 类三种状态,下面分别讨论:

(1) B 类状态

若偏置电压 U_B 恰是 $U_{BE(on)}$ 的 2 倍,使两只三极管的 BE 结都处于临界导通状态,静态电流 $I_{CQ}=0$ 。因为静态电流最小,它的效率在三种状态中是最高的(理论极限是 78.5%)。

由于两管交替工作,工作于 B 类状态的推挽电路在 180° 的交接点位置会产生较为严重的非线性失真,这种因为过零点附近双管交替所产生的非线性失真统称为交越失真。图 8.4.6 示意了交越失真的产生原因。因为静态工作点恰是拐点,其线性度很差,当输入信号在过零点附近时,产生了交越失真。另外,两只三极管特性不一致还会导致正负半周输出阻抗失配,引起非对称性失真。

(2) AB 类状态

稍微增大推挽电路的静态工作电流,电路将工作于 AB 类状态。在输入为 0 时(导通角 180° 附近)双管会同时导通,使得双管的交替工作有了一个“交接区域”,能够减轻交越失真。如图 8.4.7 所示,在交叠时间段内两管均导通,期间输出电流 I_o 是两管电流 I_{C1} 和 I_{C2} 叠加的结果。又因两个电流源叠加时较大者将起到主导作用,而电流 I_c 较大的那一只三极管已经远离了拐点进入了线性较好的区域,所以交越失真得以减轻。

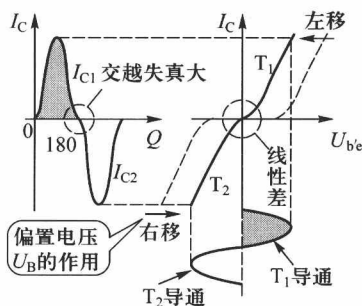


图 8.4.6 推挽 B 类状态的图解分析

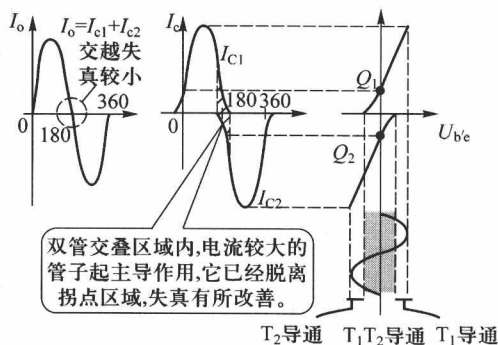


图 8.4.7 推挽 AB 类状态的图解分析

因为 AB 类电路可以兼顾损耗和失真度,所以用途最广。静态工作电流越大失真越小,但静态功耗随之增大,效率下降。为了在损耗与性能之间取平衡,最佳的静态工作电流约为几毫安至几十毫安。

(3) A 类状态

继续增大静态工作电流,直到双管都一直处于导通状态,即双管的导通角都达到 360° ,这时就工作于 A 类状态。

当输出信号处于正半周,输出电流 I_o 增大时,上管 T_1 的电流 I_{C1} 从 I_{CQ} 为起点变大,下管 T_2 的电流 I_{C2} 从 I_{CQ} 为起点减小。当电流 I_{C2} 减小至 0 时, I_{C1} 增大至 $2I_{CQ}$ 且全部流经负载,即输出电流 $I_o = 2I_{CQ}$ 。为了让下管 T_2 一直导通,要避免 I_{C2} 减小至 0,则需要有

$$I_{CQ} > \frac{I_{om}}{2} = \frac{U_{om}}{2R_L} \quad (8.4.3)$$

当输出信号处于负半周,为了让上管 T_1 一直导通,亦要满足上述关系。所以上式可作为推挽电路状态的判据。当满足上式时,推挽功率级处于 A 类状态,否则处于 AB 类状态 ($0 < I_{CQ} < I_{om}/2$) 或 B 类状态 (I_{CQ} 接近 0)。

如图 8.4.8,处于 A 类状态的推挽功率级电路,静态工作点处的线性度很好,且两管不发生交替,消除了交越失真,总失真很小。所以它也用在高保真音响等领域,且静态电流是单端电路的一半,效率是单端电路的 2 倍(理论极限为 50%),但

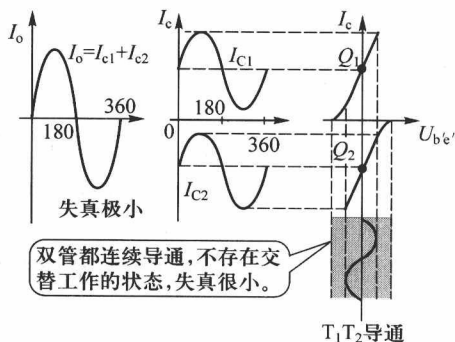


图 8.4.8 推挽 A 类状态的图解分析

仍低于 AB 类及 B 类电路。

【例 8.4.2】 图 8.4.9 是一款推挽功率放大器电路,输入信号为正弦波,在负载为 8Ω 扬声器上输出了 3.1W 功率。(1) 分别计算当电阻 R_p 为 $2.43\text{ k}\Omega$ 、 $2.5\text{ k}\Omega$ 、 $3.1\text{ k}\Omega$ 时,该电路的工作状态,(2) 计算 3 种状态下的静态损耗。(3) 为了保证输入信号进一步变大时,该电路一直工作在 A 类状态, R_p 应该如何取值?(假设 $U_{BE1}=U_{BE2}=1.2\text{ V}$, $U_{BE3}=0.7\text{ V}$)

分析:该功放电路用运放作为前级放大,用一对互补的达林顿管构成了推挽功率级电路,整体上组成了反相放大器。增益为 $A_{uf}=-R_1/R_2=-10$ 倍,输入为正弦信号时,输出是反相的正弦波,在 8Ω 负载上得到 3.1W 功率,则负载电流峰值为

$$I_{o(\max)} = \sqrt{\frac{2P_o}{R_L}} = 0.88\text{ A}$$

偏置电压产生电路采用了三极管形式,该电路已在第四章介绍过,当电流流经 AB 两点间时,若忽略三极管基极电流,在 T_3 的 CE 极两端产生的等效偏置电压为

$$U_{AB} = U_B \approx (1+R_p/R_B) U_{BE3}$$

(1) 当 R_p 分别为 $2.43\text{ k}\Omega$ 、 $2.5\text{ k}\Omega$ 、 $3.1\text{ k}\Omega$,由上式 $U_{B1}=2.40\text{ V}$, $U_{B2}=2.45\text{ V}$, $U_{B3}=2.87\text{ V}$,再由式(8.4.2),计算三种情况下的静态工作点电流 $I_{CQ1}=0$, $I_{CQ2}=50\text{ mA}$, $I_{CQ3}=0.47\text{ A}$ 。当 R_p 为 $2.43\text{ k}\Omega$ 时功率管临界导通,电路处于 B 类状态; R_p 为 $2.5\text{ k}\Omega$ 时有 $0 < I_{CQ2} < I_{o(\max)}/2$,处于 AB 类状态; R_p 为 $3.1\text{ k}\Omega$ 时有 $I_{CQ3} > I_{o(\max)}/2$,处于 A 类状态。

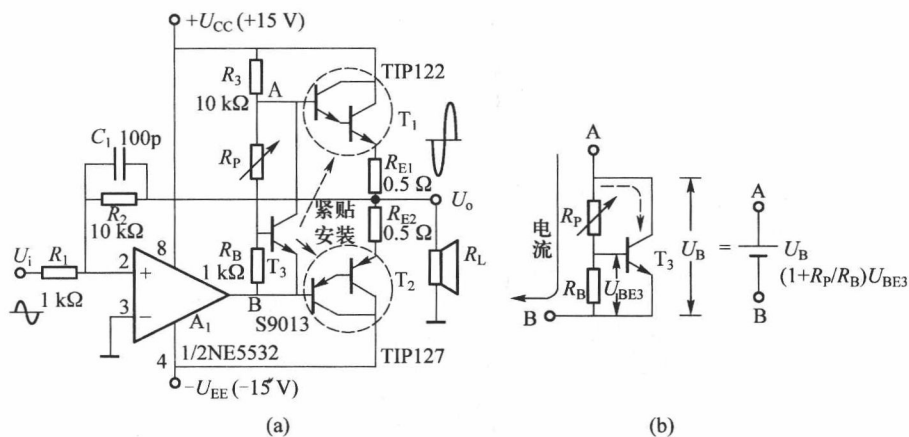


图 8.4.9 推挽功率放大器电路

(a) 电路图 (b) 偏置部分的等效电路

(2) 如果忽略运放自身的耗电,根据 $P_{CQ}=2U_{CC}I_{CQ}$,可知电路处于 B 类状态时 $P_{CQ1}=0$,处于 AB 类状态时 $P_{CQ2}=1.5\text{ W}$;处于 A 类状态时 $P_{CQ3}=14.1\text{ W}$ 。

(3) 当输入信号变大时,理想条件下输出电压最大可能达到电源电压。按此假设,输出电流最大值为 $U_{CC}/8\Omega=1.88\text{ A}$,取 $I_{CQ}>1.88\text{ A}/2=0.94\text{ A}$ 。反推至偏压,有 $U_B > (2U_{BE1}+I_{CQ}\times 2R_E)=3.34\text{ V}$,即 $(1+R_p/R_B)U_{BE3}>3.34\text{ V}$,解得 $R_p>3.77\text{ k}\Omega$,满足该条件后电路将始终工作于 A 类状态。

值得注意的是,三极管的 BE 结与二极管一样对温度敏感,且具有负温度系数,当功率管工作升温时其 U_{BE} 变小,若此时偏置电压 U_B 不变则静态电流 I_{CQ} 会变大,进一步加剧升温,有可能导

致“热失控”现象。为避免热失控,要将偏置管 T_3 与功率管 T_1 、 T_2 尽量靠近并安装在同一散热器上,让它们的温度尽可能接近,称之为“热耦合”。当温度变化导致功率管的 U_{BE} 变化时,偏压 U_B 也会同步变化,使 I_{CQ} 基本不变。

【例 8.4.3】 图 8.4.10(a) 是一款由分立元件组成的 50W“准互补”推挽功率放大器,假设 R_P 调至 100Ω 。(1) 计算其电压增益;(2) 当输入电压为 100 mV (有效值) 正弦时,判断工作状态;(3) 输入提高至 1 V (有效值),判断工作状态。

分析:该功放用分立三极管组成,其电路形式与运放的内部电路几乎相同,也包括了差分输入级、中间级(高增益)以及输出级三个部分。区别在于该电路的输出级采用了大功率三极管构成的功率级电路,所以整个电路可以看作是一只大功率运算放大器构成的同相放大器,增益 $A_{uf} = 1 + R_2/R_1 = 21$ 。

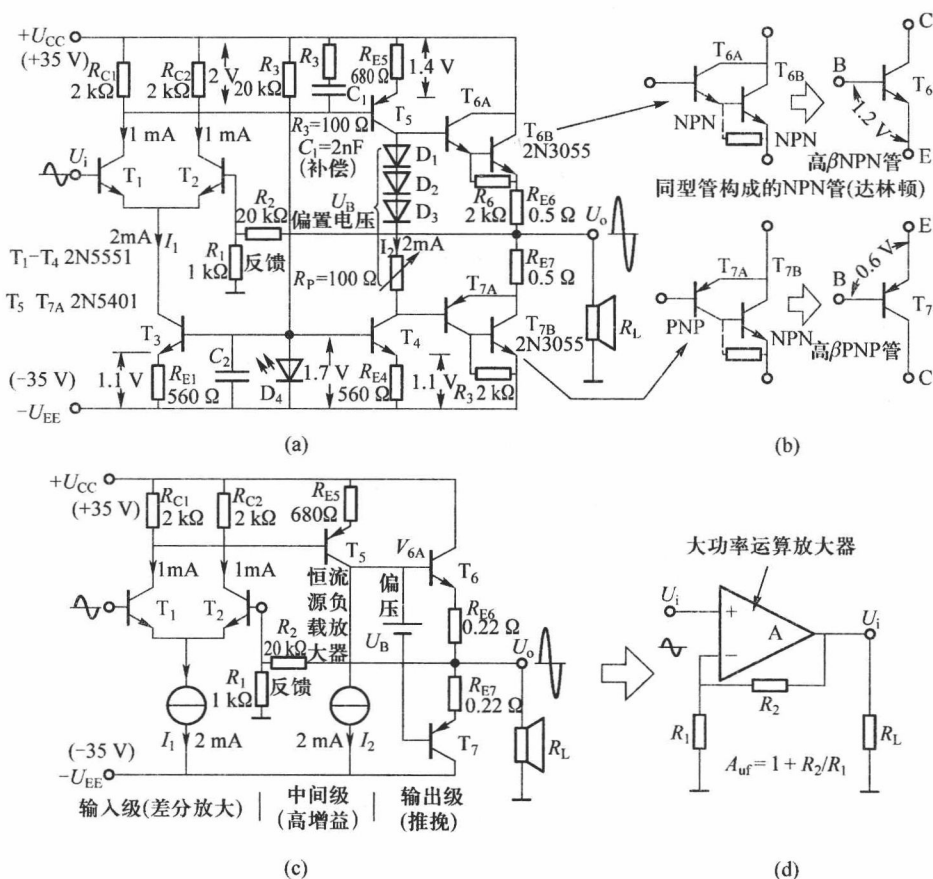


图 8.4.10 分立元件组成的“准互补”推挽功率放大器电路

(a) 电路图 (b) 准互补功率对管 (c) 化简后的电路图 (d) 进一步化简为大功率运放

该功放采用了“准互补功率级电路”,即采用同类型末级功率管构成的功率级。由于工艺上的原因,大功率的 PNP 型达林顿管比 NPN 型的少得多,且性能指标大多比 NPN 型的差,很难挑出参数配对的互补对管,于是 PNP 复合管改用如图 8.4.10(b) 所示的异型管复合结构。其优点

是末级管 T_{6B} 与 T_{7B} 采用了相同型号的 NPN 管,很容易在同一批产品中挑出两只性能匹配极佳的对管;互补作用依靠小功率管 T_{6A} 与 T_{7A} 实现,挑出性能接近的一对小功率 NPN 和 PNP 管也相对容易。 R_6 与 R_7 的作用是吸收 T_{6A} 与 T_{7A} 的漏电流,提高复合管的稳定性和耐压值。

异型复合管的 β 值与同型达林顿复合管相同,但其 BE 结导通电压只有达林顿复合管的一半,因为 BE 间仅有一个 PN 结。因此,偏压部分用了 3 只二极管,其压降恰为两只复合管的 BE 结电压之和,即静态工作电流为

$$\begin{aligned} I_{CQ} &\approx (I_2 R_P + 3U_D - 3U_{BE}) / (R_{E6} + R_{E7}) \\ &= I_2 R_P / (R_{E6} + R_{E7}) = 200 \text{ mA} \end{aligned}$$

二极管 $D_1 \sim D_3$ 要与功率管进行热耦合,尽可能保持相同温度,在工作升温时保证 U_D 与 U_{BE} 同步变化,从而抵消温度变化对 I_{CQ} 的影响。

当输入电压 100 mV 时,输出电压为 2.1 V,有 $I_{o(\max)} = 1.4 \times 2.1 / 8 \Omega = 0.37 \text{ A}$ 。此时 $I_{CQ} > I_{o(\max)} / 2$,即电路工作于 A 类状态。当输入提高 10 倍时,输出电压为 21 V, $I_{o(\max)} = 3.7 \text{ A}$ 。此时显然有 $I_{CQ} < I_{o(\max)} / 2$,电路工作于 AB 类状态。

本例说明了功率放大器的前级不仅可以由运放构成,也可以由全分立的三极管构成。与运放前级相比,全分立前级电路结构复杂,器件的匹配和调整相对困难;但分立式放大器可以灵活调节的部件较多,可根据实际需要来优化某些性能或实现特殊功能,且电源电压可以比运放高得多,能提供更大输出功率,在某些特定的应用中仍具有一定的优势。

8.4.3 功率放大器的评价指标

1. 最大不失真输出功率 P_{om}

指的是输入为正弦波信号,在输出不发生明显失真(通常定义为失真度小于 1%)时,功率放大器能够在额定负载上连续输出的最大功率有效值。当功放的输出电压接近电源电压时,功率管会接近饱和区从而产生饱和失真,所以电源电压 $U_{CC}(U_{EE})$ 及饱和电压 U_{sat} 决定了功放的最大不失真输出电压 U_{om} ,假设电源对称且正负饱和电压相等,如图 8.4.11,则有

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{(U_{CC} - U_{sat})^2}{2R_L} \quad (8.4.4)$$

功放的饱和电压 U_{sat} 产生机理与稳压电源的最小压差 U_{Drop} 是相同的。通常 U_{sat} 约为 2~4V,且几乎不随电源电压变化,是固定值。如果功放散热性能足够良好,根据功放的电源电压和负载电阻,由上式就可以大致估算出它的不失真输出功率。

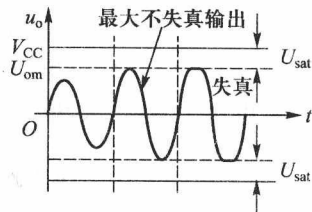


图 8.4.11 最大不失真输出

2. 非线性失真(总谐波失真 THD)

功率放大器的非线性失真通常用总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)来评价。THD 定义为输入为频率 f_1 的正弦信号时,输出信号中的总谐波电压 U_h 与基波电压 U_1 之比,即

$$THD = \frac{U_h}{U_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \cdots + U_n^2}}{U_1} \times 100\% \quad (8.4.5)$$

式中 U_1, U_2, \dots, U_n 分别是输出信号中 $f_1, 2f_2, \dots, nf_n$ 频率分量的电压有效值。一般的功率放大器至少要求 $THD < 1\%$,高保真音响通常会要求 $THD < 0.02\%$ 。

3. 效率 η

功率放大器的效率定义为输出功率 P_o 与电源输入功率 P_E 的比值。输出相同功率时,效率越高的功放被耗散的功率越少。

【例 8.4.4】 假设功放的电源对称,且忽略饱和电压,输入信号为正弦波。计算工作于 B 类状态的推挽电路的理论极限效率。

B 类放大器输出压峰值为 U_{om} 时,负载电流为 $I_{om} = U_{om}/R_L$,输出功率为

$$P_o = \frac{U_{om}^2}{2R_L}$$

因 B 类放大器导通角为 180° ,在每个半周期内都只有一个功率管导通,电源功率不妨以信号正半周 ($0 \sim 180^\circ$) 计算

$$P_E = \frac{W_+}{T} = \frac{\int_0^\pi U_{CC} I_{om} \sin\theta d\theta}{\pi} = \frac{2U_{CC} I_{om}}{\pi} = \frac{2U_{CC} U_{om}}{\pi R_L} \quad (8.4.6)$$

注意到 P_E 与输出电压呈线性关系, P_o 与输出电压呈平方关系,显然输出电压越高效率越高。当 $U_{om} = U_{CC}$ 时, B 类放大器的效率将达到理论极限

$$\eta_{\max} = \frac{P_{o(\max)}}{P_{E(\max)}} \times 100\% = \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78.5\%$$

* 8.4.4 功率放大电路的扩展

1. 单电源功率放大电路 (OTL 电路)

有许多场合无法提供正负双路电源,例如车载设备只能用 12V 汽车蓄电池供电;USB 供电只能提供单 5V。为让功放电路适用于单电源供电,需要对功放电路进行改进。常规功放中若缺少了负电源,则无法输出负半周信号,解决方法是将输出零电位抬升至 $U_{CC}/2$,让输入及输出电压都以 $U_{CC}/2$ 为中心摆动,再隔除直流仍能得到完整周期的信号。这一类电路称为 OTL 电路 (无输出变压器电路, Output Transformer-Less); 双电源功放电路因为无需输出电容,也称为 OCL 电路 (无输出电容器电路, Output Capacitor-Less)。

图 8.4.12 是单电源同相功率放大电路,在功放的输入端通过偏压电阻 R_{B1} 、 R_{B2} 分压得到 $U_{CC}/2$ 偏置电压,并在输入端、输出端和反馈接地端分别增加一个隔直电容。

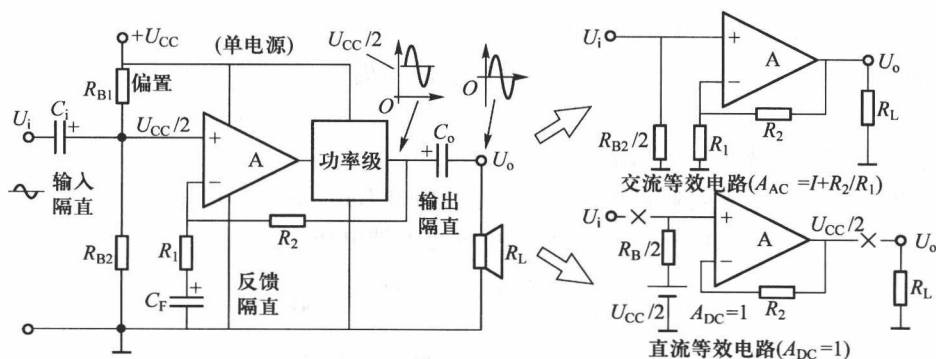


图 8.4.12 单电源同相功率放大电路 (OTL 电路)

当隔直电容足够大时,单电源功放的交流等效电路仍然是同相放大器;其直流等效电路是 $A_u \approx 1$ 的跟随器,它将输入端的 $U_{CC}/2$ 偏置电压传递到输出端。交、直流等效电路共同作用的结果是输出电压以 $U_{CC}/2$ 为中心摆动,再经过输出隔直电容去除直流量,在负载上得到无直流偏移的对称交流输出。单电源反相功率放大器如图 8.4.13,留给读者自行分析。

OTL 电路的缺点是低频响应无法延伸至直流,因为电容 C_i 、 C_o 、 C_F 分别与 $R_B/2$ 、 R_L 、 R_i 构成了 3 组 RC 高通滤波器,对低频信号有阻碍作用,其中截止频率最高的那一组将决定整体的低频截止频率。又因 R_L 值最小,仅为数欧姆,输出隔直电容 C_o 的容量通常要高达数千微法才能保证低频截止频率延至 20Hz。

2. 桥式功率放大电路(BTL 电路)

桥式功率放大电路是一种在不改变电源电压的前提下,提高输出功率的方法。如图 8.4.14 所示,它采用两个功率放大电路以差分形式驱动负载,两个放大器的增益分别为 $+K$ 及 $-K$,负载连接在两个功率放大器的输出端之间,总增益为 $2K$ 。在相同的电源电压下,BTL 接法的负载峰值电压提高了一倍,最大输出功率提高至原来的 4 倍。在单电源放大器中也可以应用 BTL 电路,因为两个输出端的偏压均为 $U_{CC}/2$,之间没有直流电压差,可以省去大容量的输出电容,低频响应将会得以改善。

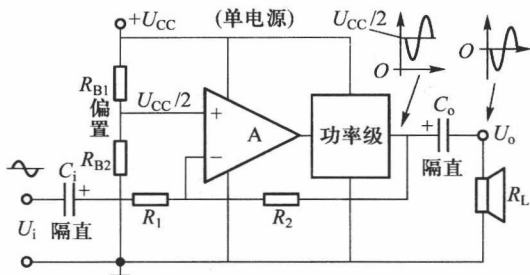


图 8.4.13 单电源反相功率放大电路

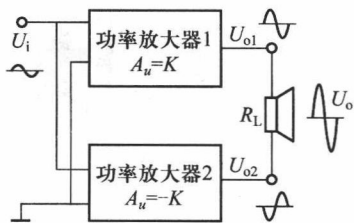


图 8.4.14 桥式功率放大电路(BTL)

*8.4.5 集成音频功率放大器

集成音频功率放大器是一种专门为音频功率放大而设计的大功率运算放大器,内部集成了功率放大器所必需的所有电路,还集成了过热保护、负载短路保护电路;有些还带有静音控制、开机防冲击延迟等其他功能。

常用的集成功放型号参见表 8.4.1。其电路接法与普通运放基本相同,但要安装面积足够的散热器。有一些集成功放还将反馈电阻也集成在了芯片内部(如 LM386、TDA2822、TDA1521),几乎不需要外围元件。

选择集成功放时除了考虑运放的基本参数(失调、增益频带积、偏流等)外,一般还要考虑最大不失真功率、总谐波失真两项指标。在实际应用中,通常 100W 以下的音频功率放大器优先考虑采用集成功放,例如各种有源音箱、便携式音频设备、家庭娱乐设备等。当需要更大的功率、极低的失真度、低成本,或需要特殊功能指标时,才考虑用分立器件实现。

表 8.4.1 常用的集成音频功放

型号	通道	最大不失真 输出功率	工作 电压	总谐波 失真 THD	单位增 益带宽	静态 电流
LM386-N4	1	1W (THD=10%)	5~18V	0.2% (0.12W)	6MHz	4mA
TDA2822	2	1.5W (THD=10%)	3~15V	0.2% (0.5W)	12MHz	6mA
TDA2030	1	14W (THD=0.5%)	±6~±18V	0.1% (8W)	4.5MHz	40mA
TDA1521	2	15W (THD=0.5%)	±7.5~±21V	0.15% (6W)	6MHz	30mA
LM1875	1	25W (THD=1%)	±8~±30V	0.015% (20W)	5.5MHz	70mA
LM3886	1	50W (THD=0.5%)	±10~±42V	0.03% (30W)	8MHz	50mA
TDA7294	1	70W (THD=0.5%)	±10~±40V	0.005% (5W)	6MHz	30mA

【例 8.4.5】 图 8.4.15 是一款用 LM1875 集成功放构成的 BTL 功率放大器电路,计算其电压增益;假设输入信号为正弦波,计算该电路连续输出 40W 功率时的耗散功率 P_c 及效率 η 。

分析:LM1875 是具有大电流输出能力的运算放大器,电路中 A_1 构成了 10 倍同相放大器; A_2 构成了-10 倍反相放大器,负载电压是两路输出之差,即总增益为 20。

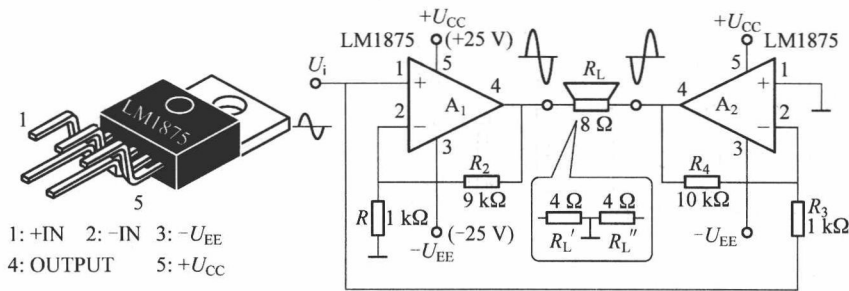


图 8.4.15 LM1875 及其构成的 BTL 功率放大电路

负载 R_L 可以等效两个电阻 R'_L , 其中点的电压为 0, 可以视为接地, 即每个功放输出负载为 $R'_L = 4\Omega$, 从而将电路拆成两个独立部分进行分析。当正弦输出信号在向 R_L 输出 40W 功率时, 等效为每个功放向 R'_L 输出 $P'_o = 20W$ 功率, 此时单路功放的输出电压峰值为

$$U_{om} = \sqrt{2} \times \sqrt{P'_o R'_L} = \sqrt{2 \times 20 \times 4} \text{ V} = 12.6 \text{ V}$$

因输出电流 (约 3A) 远大于 LM1875 的静态电流 (70mA), 计算每个功放的电源功率时可以将其近似为 B 类放大器, 根据式 (8.4.13), 有

$$P_{E1} = P_{E2} = \frac{2U_{CC}U_{om}}{\pi R'_L} = \frac{2 \times 25 \times 12.6}{4\pi} \text{ W} = 50 \text{ W}$$

两路总电源功率为 $P_E = P_{E1} + P_{E2} = 100W$, 其效率仅有 $\eta = P_o / P_E = 40\%$, 耗散功率 P_c 为电源功率 P_E 与输出功率 P_o 之差: $P_c = P_E - P_o = (100 - 40) \text{ W} = 60W$ 。

8.5 D 类(开关)功率放大电路

D 类功率放大器(Class-D Power Amplifier)也称丁类功率放大器或开关功率放大器,指的是功率管工作于开关状态的一类功率放大电路,是近年来得以迅猛发展的一种新技术。相比 A 类、AB 类功放,它具有以下的优点:

(1) 效率更高。D 类功放的效率通常能达到 80% 以上,特别是在小信号时其效率将远高于 AB 类功放,典型对比如图 8.5.1。这意味着更省电、发热更少,在电池供电时能够延长电池的使用寿命。

(2) 体积更小。D 类功放的耗散少,无需笨重的散热器,甚至无需散热器,简化了电子设备的热设计,有利于电子设备的小型化和轻型化,所以广泛应用在各类便携式和车载影音设备中。

(3) 输出功率更大。同一功率管,工作于开关状态时能够耐受比线性状态更大的电流。若选用相同等级的功率器件,构成 D 类放大器能够输出更大的功率,并可以工作于更高的环境温度。

D 类放大器的缺点是非线性失真较严重且带宽较低,并伴随杂散辐射干扰(EMI)问题。近几年随着高速开关器件的发展以及各种新型负反馈技术的实现,部分 D 类放大器在音频段的失真度已经能和普通功放相媲美。目前,D 类放大器已经广泛应用于各类便携式电子产品、采用电池供电或对发热量限制较为严格的音频设备,如智能手机、便携式影音播放器、平板电脑、家庭影音系统、车载娱乐系统等。此外,在大功率的应用场合,例如功率高达上千瓦的舞台用大型功放、大功率超声波定向发射器,甚至某些新型逆变电源、电机驱动器也都采用了 D 类功放。本节将简介 D 类放大器的基本原理、结构以及典型的应用。

8.5.1 D 类功率放大器的基本原理

D 类功放与线性功放电路的不同之处在于采用了开关电源中的 PWM 发生器和开关变换器作为功率级电路。图 8.5.2 示例了最简单的开环 D 类放大器,它直接用输入信号 U_i 改变 PWM 占空比,再经开关和 LC 滤波(降压型开关变换器)变成与 U_i 呈比例关系的输出电压。与开关电源类似,整个功率通路中只有开关、电感、电容三种无损元件,理论上没有功率损失因而效率很高。但这种方式没有反馈,其增益比例关系依赖于和三角波斜率以及电源电压,所以失真较严重,常见于低成本应用。

在高性能 D 类放大器中,通常会引入反馈,如图 8.5.3 所示。其结构与降压型开关电源几乎相同,区别在于电源中的固定基准电压替换成了可变的输入信号,且变换器支持正负双极性输出。所以这类 D 类功放可以理解为一个受控于 U_i 、且具备快速响应能力的开关电源,在完成电压放大的同时保持很高的效率,同时其电压增益几乎完全由反馈电阻决定,性能稳定且失真较

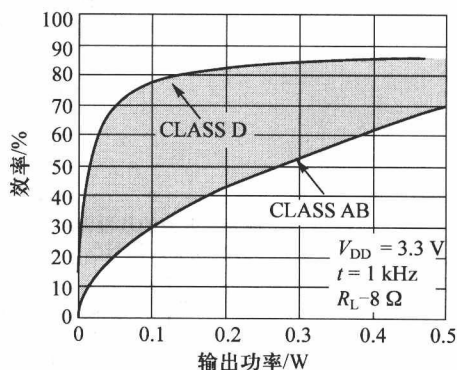


图 8.5.1 AB 类和 D 类之效率比较

小。缺点是开关功率级引入了大延迟,为了保证反馈的稳定性,补偿电路(图中未画出)的设计是难点,带宽也因此受限。

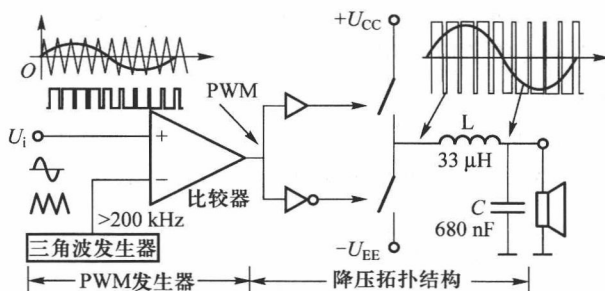


图 8.5.2 开环式 D 类放大器

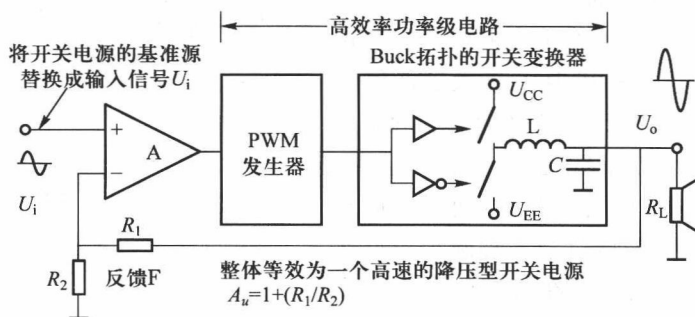


图 8.5.3 闭环式 D 类放大器

近年来,D 类功放发展迅速,不断有大量新型的结构被提出,如数字直驱式、迟滞开关式(Hysteresis Switching)、移相振荡式(Phase-shift Controlled Oscillation)、全反馈自振荡式(Self Oscillation With Full Filter Control)等,寻找更佳的电路结构也是该领域的研究热点之一,有兴趣的读者可以跟踪相关文献。

* 8.5.2 集成 D 类功率放大器及应用举例

集成 D 类功率放大器内部集成了 D 类功率放大器所必需的所有电路及完善的保护功能,有些还带有数字音量控制等功能,近年来还出现了具备 I²S 音频数据接口,支持直接音频数据码流输入的全数字式 D 类功率放大器。

选择集成 D 类功率放大器,除了功率放大器所必需的指标外(最大不失真功率、总谐波失真等),还要考虑 PWM 频率和效率两项指标。常用型号参见表 8.5.1,它们的效率都很高(90%左右),但是失真度明显劣于大部分 AB 类功放。通常设计 200W 以内的 D 类功放时应优先考虑集成方案。

表 8.5.1 常用的集成 D 类功放

型号	通道	每通道最大不失真输出功率	工作电压	总谐波失真 THD	PWM 频率	效率	静态电流
TPA3122	2	15W ($THD=10\%$)	10 ~ 30V	0.1% (1W)	250kHz	88%	23mA
TPA3120	2	25W ($THD=10\%$)	10 ~ 30V	0.15% (5W)	250kHz	90%	23mA
TDA8922	2	50W ($THD=10\%$)	$\pm 12 \sim \pm 30V$	0.5% (20W)	300kHz	90%	50mA
TDA8920	2	110W ($THD=10\%$)	$\pm 12 \sim \pm 30V$	0.5% (36W)	300kHz	90%	50mA
TDA8954	2	210W ($THD=10\%$)	$\pm 12 \sim \pm 42V$	0.5% (160W)	300kHz	93%	50mA

因为 D 类功放利用 LC 低通滤波器从 PWM 信号中滤出音频,为保证输出音频所需的 20kHz 带宽,LC 滤波器截止频率通常设定为 30 ~ 40kHz 之间,PWM 频率通常要高于 200kHz,以保证大部分高频分量能被 LC 滤波器滤除。PWM 频率越高的 D 类功放输出波形越精细,失真越小,且滤波后的残余高频分量越少,对其他电子设备的杂散辐射干扰 (EMI) 小。图 8.5.4 是用 TPA3120/3122 集成 D 类功放构成的立体声功率放大器电路。

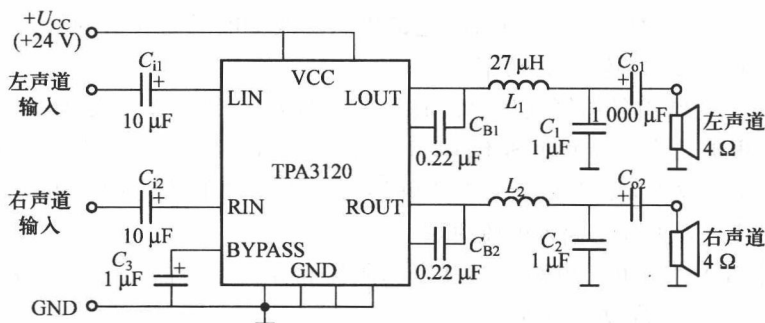


图 8.5.4 采用 TPA3120/3122 构成的 D 类功放

本章小结

1. 开关本身几乎不会消耗能量,因此开关电路是高效率功率电子电路的基础。晶体管(含达林顿管)、场效应管、IGBT 均可以作为开关使用,其中晶体管和 IGBT 作为开关时,在饱和区(通)与截止区(断)之间切换,场效应管作为开关时,在可变电阻区(通)与截止区(断)之间切换。三种开关器件各有优势和缺点,实际应用中,需要根据开关承受的耐压以及最大电流来合理选择。

2. 串联型稳压电路可以理解为一个具备大电流输出能力、引入串联电压负反馈的同相放大器。其中,调整管的额定功率决定了电源的最大输出能力;基准源的稳定性保证了输出电压的稳定性。

3. 三端集成稳压器在工程实际中应用广泛,在选型时应考虑最高输入电压、最大输出电流、

降压、电源调整率、负载调整率等指标。

4. 串联稳压电路中,调整管必须工作在放大区(或恒流区),输出电压只可能小于输入电压,且输出电流与输入电流相等,多余的功率被调整管发热耗散,因此效率较低。

5. 开关稳压电路是一种高效率的稳压电源电路,它采用开关变换器电路和脉宽调制电路替代了线性稳压电路中的调整管,其中开关变换器在脉宽调制电路的控制下,周期性地从输入端吸收能量输送到输出端,再通过反馈电路调节占空比,使输出电压稳定。

6. 开关变换器由功率开关、电感、电容三种非耗能元件构成,根据开关、电感、电容三者的连接关系,又可分为降压(Buck)、升压(Boost)、负压(Inverting)三种基本拓扑结构,能够实现各种类型的电压变换。

7. 根据反馈原理以及改变 PWM 方波占空比的方式的不同,开关稳压电路的控制方式主要有门控振荡模式、电压控制模式、电流控制模式三类。其中门控振荡模式最简单,但输出纹波很大;电压控制模式最常见;电流控制模式具备单周期限流功能,可省去短路保护电路。

8. 分析开关电源电路,通常按照以下几个步骤进行:先分析拓扑结构,再分析控制模式,最后通过深度负反馈原理来计算输出电压。

9. 功率放大器在常规电压放大器的前向通路中增加了一级功率级电路。功率级电路是一种电压增益约为 1,但电流增益很大的电路,它的引入不改变电压放大器的增益但是提高了最大输出电流,从而使放大器能够输出大功率。

10. 功率级电路通常由晶体管共集电极放大器或 MOS 管共漏级放大器构成,分为单端和推挽两种电路类型,根据功率管导通角的不同,可分为 A 类、AB 类、B 类三种工作状态。其中 A 类效率低但失真小;B 类效率高但失真大;AB 类性能介于 A 类和 B 类之间。单端电路必须工作于 A 类,推挽电路的状态则由静态偏置电流决定。

11. D 类功率放大器用开关电源中的脉宽调制器和开关变换器替代功率级电路,从而可以在完成电压放大的同时保持很高的效率。

习题

8-1 关于电源的应用,请根据应用场合选择最恰当的电源类型,并说明理由:(填线性稳压器、低压差稳压器、开关电源、稳压管、基准源)

(1) 将锂电池(3.7~4.2V)降压至 3.3V,为数字逻辑器件供电,应选择_____;

(2) 便携式计算机、平板电视的电源,应优先考虑采用_____;

(3) 为运放提供 12V/10mA 电源供电,为降低成本可选择_____;

(4) 产生精密的 5 000V 参考电压,应选择_____;

(5) 电子捕蝇器中,将 6V 电池的电压升至 3kV,应选择_____;

(6) 智能手机中,从锂电池(3.7~4.2V)降压,为 CPU 提供 1.8V/1A 的内核电压,应选择_____;

(7) LED 手电筒中,为了延长电池寿命,驱动 LED 应该选用_____;

8-2 关于功率放大器的应用,请根据应用场合选择最恰当的功放类型,并说明理由:(填 A 类、AB 类、D 类放大器)

- (1) 追求极致性能的高保真音响系统,应选择_____;
- (2) 手机的外放扩音部分电路,为延长电池寿命,应选择_____;
- (3) 电池供电的扩音喊话器,应选择_____;
- (4) 大功率汽车音响,安装位置的散热空间有限,应选择_____;
- (5) 市电供电的有源音箱,可选择_____;

8-3 某 B 类推挽功放电路如图 P8-3 所示,试:

- (1) 画出发射极箭头方向;
- (2) 判断该电路引入了什么类型的负反馈?
- (3) 计算放大倍数 $A_{uf} = U_o / U_i$;
- (4) 忽略三极管和运放的饱和压降,要求对于正弦信号,电路在 $8\ \Omega$ 负载上获得最大输出功率 $P_{Omax} = 10\text{W}$,计算最低电源电压。

8-4 某电源电路如图 P8-4 所示,假设运放是理想的,且输入电压 U_i 足够高,计算输出电压 U_o 的范围。

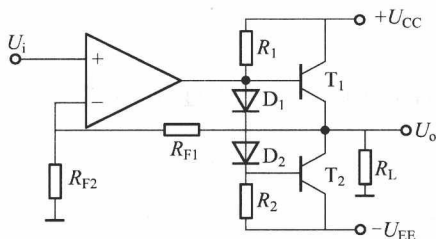


图 P8-3

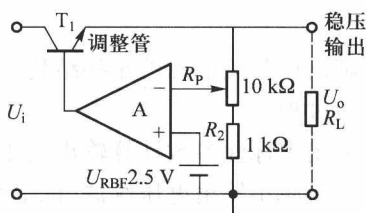


图 P8-4

8-5 假设功放的电源对称,且忽略功率管上的饱和电压,输入信号为正弦波。计算单端 A 类功率放大器(图 8.4.3)的理论极限效率。

8-6 AD584 是一款高性能基准源 IC,其内部等效电路及应用如图 P8-6 所示,计算 S_1 、 S_2 和 S_3 分别闭合,以及全部断开时的输出电压值。

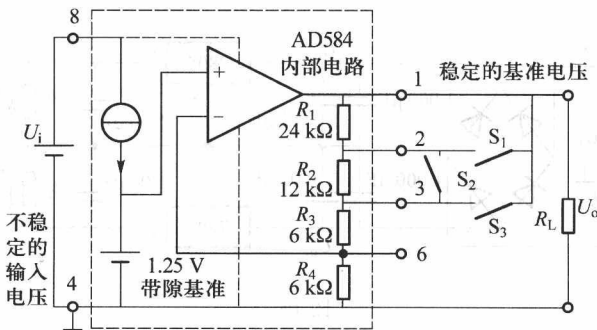


图 P8-6 AD584 内部电路及典型应用

8-7 MC34063 为一款常用的开关电源芯片,配合少量的外围元件即可搭建开关电源。图 P8-7 给出了 MC34063 芯片内部的等效电路,配合外部元件构成了某种开关电源,试分析电路并

回答问题。

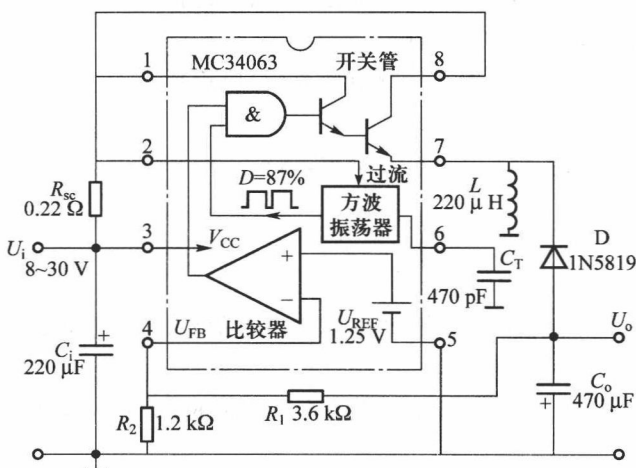


图 P8-7

(1) 画出该开关电源的拓扑结构,并分析电路的工作原理及工作过程(至少分析说明开关过程及反馈过程)。

(2) 依图中标注参数计算输出电压。

(3) 如何减小输出电压纹波,试举两种可行方案。

8-8 采用 5V 三端稳压器 7805/7905 的双路电源如图 P8-8 所示,

(1) 判断该整流电路的类型。

(2) 要求整流输出电压为 $U_{o1} = 10\text{ V}$, 请问变压器的副边电压 U_1 的有效值应为多少, 变压比

$$n = \frac{N_1}{N_2} = ?, \text{ 每个二极管的击穿电压 } U_{BR} \text{ 应大于多少?}$$

(3) 输出电压 U_o 、 U'_o 各等于多少?

(4) 要求负载电流 $I_L = 50\text{ mA}$, 求三端稳压器的功耗 $P_c = ?$

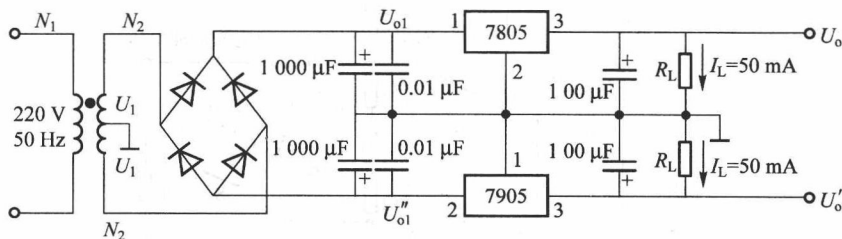


图 P8-8

8-9 整流及稳压电路如图 P8-9 所示,

(1) 整流器类型是什么,整流器输出电压约为多少伏;

(2) LM7812 中调整管所承受的电压约为多少伏;

(3) 负载电流 $I_L = 100\text{mA}$, LM7812 的功耗 $P_c = ?$

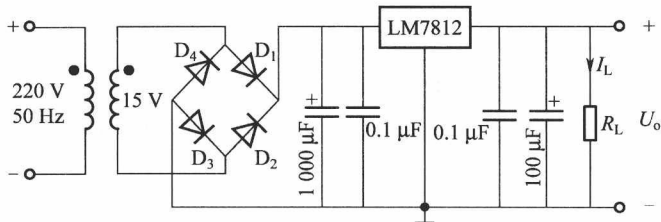


图 P8-9

8-10 图 P8-10 是采用 AD584 作为电压基准的精密恒流源电路, 求输出电流 $I_o = ?$

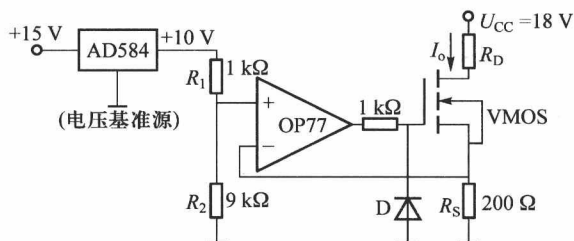


图 P8-10

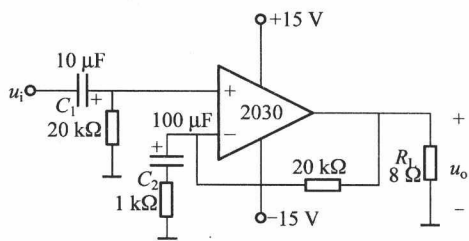


图 P8-11

8-11 集成功率放大器 2030 的一种应用电路如图 P8-11 所示, 其输出级采用互补跟随 B 类功放, 若功率管的饱和压降 $U_{CE(sat)}$ 可忽略不计, 输入信号 u_i 为正弦电压, 试问:

- (1) 理想情况下最大输出功率 $P_{o(max)} = ?$
- (2) 功率级的最高效率 $\eta = ?$
- (3) 电容 C_1 、 C_2 的作用各是什么?
- (4) 满足最大输出功率时, 输入信号 u_i 的振幅应为多少?

8-12 单电源供电的互补对称功率电路如图 P8-12 所示, 已知负载电流振幅值 $I_{LM} = 0.45\text{A}$, 试求: 负载所获得功率 $P_o = ?$ 电源供给的直流功率 $P_E = ?$ 效率 $\eta = ?$

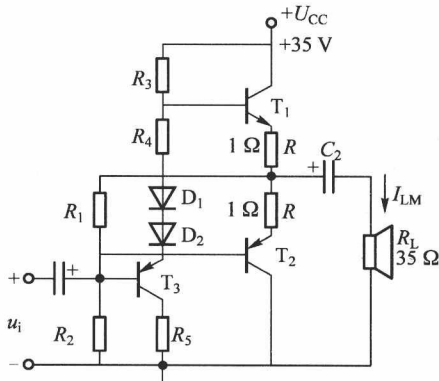


图 P8-12

8-13 电路如图 P8-13 所示,忽略输出功率管的饱和电压,试:

- (1) 计算 I_{CQ1} 、 U_{CQ1} 。
- (2) 计算负载 R_L 可能得到的最大交流功率 $P_{o(max)}$ 。
- (3) 开关 S 闭合后,电路引进了何种反馈?
- (4) 引入负反馈后,计算负载 R_L 可能得到的最大交流功率时,计算所需的输入信号 u_i 的幅度。

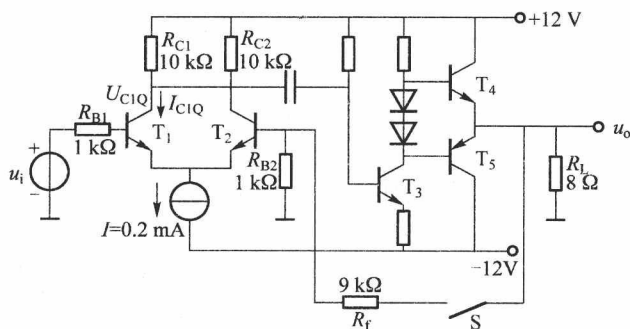


图 P8-13

8-14 计算工作于 A 类的推挽电路的极限效率。

8-15 由复合管组成的桥式互补对称功率放大器如图 P8-15 所示,该电路驱动电机正、反向旋转,试分析该电路的工作原理。

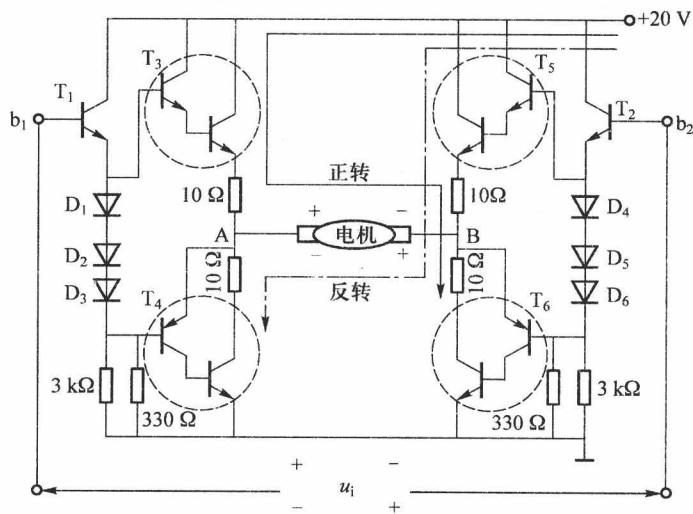


图 P8-15

参考文献

- [1] 孙肖子,张企民,赵建勋,等. 模拟电子电路及技术基础[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2008.
- [2] 孙肖子,张企民. 模拟电子技术基础[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2001.
- [3] 孙肖子,楼顺天,任爱锋,等. 模拟及数模混合器件的原理与应用(上册)[M]. 北京:科学出版社,2009.
- [4] 王公望,董晓强,谢松云. 模拟电子技术基础[M]. 西安:西北工业大学出版社,2005.
- [5] 戈素贞,杜群羊,吴海青. 模拟电子技术基础与应用实例[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2007.
- [6] 王公望,谢松云,钱聪. 现代电子电路应用基础[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2005.
- [7] 孙肖子,裴昌幸,谈文心,等. 实用电子电路手册:模拟电路分册[M]. 北京:高等教育出版社,1991.
- [8] 孙肖子,邓建国,陈南,等. 电子设计指南[M]. 北京:高等教育出版社,2006.
- [9] 孙肖子,徐少莹,李要伟,等. 现代电子线路及技术实验简明教程. 2版[M]. 北京:高等教育出版社,2007.
- [10] Allen P E, Holberg D R. CMOS Analog Circuit Design[M]. 2th ed. Oxford University Press Inc, USA, 2002.
中译本:Allen P E, Holberg D R. CMOS 模拟集成电路设计. 2版. 冯军,李智群,译. 北京:电子工业出版社,2005.
- [11] Sedra A S, Smith K C. Microelectronic Circuits[M]. 4th ed. Oxford University Press, 1998.
- [12] 王淑娟,蔡维铮,齐明,等. 模拟电子技术基础[M]. 北京:高等教育出版社,2009.
- [13] Soclof S. Design and Application of Analog Integrated Circuits, Prentice Hall, 1992.
- [14] Toumazou C, Lidgey P J, Haigh D G. Analogue IC Design—The Current Mode Approach, Peter Peregrinus Ltd, 1991.
中译本:Toumazou C, Lidgey P J, Haigh D G. 模拟集成电路设计——电流模法[M]. 姚玉洁等译, 北京:高等教育出版社,1996.
- [15] 孙肖子,张畴先,谈文心,等. 电子线路基础,西安:西安电子科技大学出版社,1996.
- [16] 康华光. 电子技术基础(模拟部分). 5版. 北京:高等教育出版社,2006.
- [17] 童诗白,华成英. 模拟电子技术基础. 3版. 北京:高等教育出版社,2001.
- [18] 谢嘉奎. 电子线路(线性部分). 3版. 北京:高等教育出版社,1999.
- [19] Gray P R, Hurst P J. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 4th ed, John

Wiley&Sous, Inc, 2001.

中译本: Gray P R, Hurst P J. 模拟集成电路分析与设计. 张晓林, 译. 北京: 高等教育出版社, 2005.

[20] Marty Brown. Power Supply Cookbook(Second Edition). Newnes, 2010.

[21] 赵修科. 实用电源技术手册. 辽宁: 辽宁科学技术出版社, 2005.

[22] Putzeys, Bruno. Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control. 118th AES Convention, Barcelona, Spain, 2005.

[23] 林欣. 功率电子技术. 北京: 清华大学出版社, 2009.

[24] 邓肯. 高性能音频功率放大器. 钟旋, 薛国雄, 译. 北京: 人民邮电出版社, 2010.

[25] 张兴柱. 开关电源功率变换器拓扑与设计. 北京: 中国电力出版社, 2010.

[26] 陶桓齐. 模拟电子技术. 武汉: 华中科技大学出版社, 2007.

[27] 贾学堂. 电路及模拟电子技术. 上海: 上海交通大学出版社, 2010.

[28] 廖惜春. 模拟电子技术基础. 武汉: 华中科技大学出版社, 2008.

[29] 陈光梦. 模拟电子学基础. 上海: 复旦大学出版社, 2009.

[30] 吴丽华, 童子权, 张剑. 电子测量电路. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2004.

[31] 赵家贵. 电子电路设计. 北京: 中国计量出版社, 2005.

[32] 铃木雅. 晶体管电路设计. 周南生, 译. 北京: 科学出版社, 2009.

附录 专用名词汉英对照

Chapter 1

绪论 Introduction

模拟信号 Analog Signals

信号量化 Signal Quantization

数字信号 Digital Signals

取样数据信号 Sampled-data Signals

系统 System

真空管(电子管) Vacuum tube

晶体管 Transistor

集成电路 Integrated Circuit

地图 MAP

反馈 Feedback

负反馈 Negative Feedback

正反馈 Positive Feedback

Chapter 2

半导体 Semiconductor

本征半导体 Intrinsic Semiconductor

掺杂半导体 Doped Semiconductor

杂质 Impurity

共价键 Covalent Bond

空穴 Hole

自由电子 Free Electron

束缚电子 Bonded Electron

载流子 Carrier

扩散电流 Diffusion Current

漂移电流 Drift Current

温度电压当量 (U_T)

Voltage-Equivalent of Temperature

PN 结 PN Junction

多数载流子 Majority Carrier

少数载流子 Minority Carrier

受主原子 Acceptor Atom

施主原子 Donor Atom

伏安特性 Volt-Ampere Characteristics

反向饱和电流 (I_s)

Reverse Saturation Current

空间电荷区 Space-Charge Region

耗尽层 Depletion Layer

击穿电压 Breakdown Voltage

齐纳击穿 Zener Breakdown

雪崩击穿 Avalanche Breakdown

结电容 Junction Capacitance

势垒电容 Barrier Capacitance

扩散电容 Diffusion Capacitance

二极管 Diodes

稳压管 Zener Diode

参数 Parameters

晶体三极管(双极型晶体管)

Bipolar Junction Transistor

发射极 Emitter

基极 Base

集电极 Collector

场效应晶体管

Field Effect Transistor (FET)

栅极 Gate

源极 Source

漏极 Drain

输出特性 Output Characteristic

输入特性 Input Characteristic

转移特性 Transfer Characteristic

跨导 Transconductance

沟道 Channel

结型场效应管

Junction Field Effect Transistor (JFET)

金属-氧化物-半导体场效应管(MOS)

Metal-Oxide Semiconductor FET

绝缘栅场效应管 Isolated Gate Type FET

增强型场效应管

Enhancement-Type MOSFET

耗尽型场效应管 Depletion-Type MOSFET

夹断电压 Pinch-Off Voltage

开启电压 Threshold Voltage

恒流区(饱和区)

Constant Current Region (Saturation Region)

可变电阻区 Variable Resistance Region

截止区 Cutoff Region

氧化层 Oxide Layer

衬底 Substrate (Body)

(N)阱 (N)Well

多晶硅 Polysilicon

沟道长度(L) Channel Length

沟道宽度(W) Channel Width

宽长比(W/L) Width-To-Length Ratio

互补型 MOS(CMOS) Complementary MOS

沟道长度调制器

Channel Length Modulation Effect

基区宽度调制效应

Base Width Modulation Effect

小信号模型 Small Signal Model

Chapter 3

放大器 Amplifiers

放大器的电路模型

Circuit Models for Amplifiers

增益 Gain

电压增益 Voltage Gain

电流增益 Current Gain

功率增益 Power Gain

互导增益 Transconductance Gain

导阻增益 Transresistance Gain

输入电阻 Input Resistance

负载电阻 Load Resistance

频率响应 Frequency Response

传递函数 Transfer Function

带宽 Bandwidth

振幅响应 Magnitude Response

相位响应 Phase Response

-3dB 频率 -3 dB Frequency

非线性失真系数 Nonlinear Distortion Factor

谐波失真 Harmonic Distortion

共射组态 Common-Emitter Configuration

共基组态 Common-Base Configuration

共集组态 Common-Collector Configuration

直流通路 DC Path

交流通路 AC Path

阻容耦合 Resistor-Capacitance Coupling

偏置电路 Bias Circuit

偏置电流 Bias Current

工作点稳定 Operation Point Stabilization

放大区 Active Region

截止区 Cutoff Region

饱和区 Saturation Region

击穿区 Breakdown Region

小信号分析 Small-Signal Analysis

等效电路 Equivalent Circuit

小信号模型 Small Signal Model

射极跟随器 Emitter Follower

源极输出器 Source Follower

图解法 Graphical Method

静态工作点 Quiescent Point

直流负载线 DC-Load Line

交流负载线 AC-Load Line

失真 Distortion

非线性失真 Nonlinear Distortion

最大输出幅度 Maximum Output Amplitude

多级放大器 Multistage Amp

变压器耦合 Transformer-Coupling

直接耦合 Direct Coupling

频率响应 Frequency Response

- 频率特性 Frequency Characteristic
 幅频特性 Amplitude-Frequency Characteristic
 相频特性 Phase-Frequency Characteristic
 上限(截止)频率 Upper Cut-Off Frequency
 下限(截止)频率 Lower Cut-Off Frequency
 高频响应 High-Frequency Response
 低频响应 Low-Frequency Response
 增益带宽积 Gain-Bandwidth Product
 特征频率 (f_T) Characteristic Frequency
 混合“ π ”模型 Hybrid- π Model
 密勒电容 Miller Capacitance
 密勒效应 Miller Effect
 中频区 Middle Frequency Region
 高频区 High Frequency Region
 低频区 Low Frequency Region
 中频放大 Midband Amplification
 附加相移 Additive Phase Shift
 输入电容 Input Capacitance
 负载电容 Load Capacitance
 时间常数 Time Constant
 斜率 Slope
 -20 dB/10 倍频程 -20 dB/ decade
 -6 dB/倍频程 -6 dB/ octave
 主极点 Dominant Pole
 近似分析 Approximate Analysis
Chapter 4
 直接耦合放大器 Direct Coupled Amp
 零点漂移 Zero Drift
 差动放大器 Differential Amp
 差模放大倍数
 Difference-Mode Gain (Amplification)
 共模放大倍数
 Common-Mode Gain (Amplification)
 共模抑制比 Common-Mode Rejection Ratio
 差动放大器传输特性
 Transfer Characteristic Of Differential Amp
 共模负反馈
 Common-Mode Negative Feedback
 有源负载 Active Load
 电流源 Current Source
 恒流源 Constant Current Source
 横向 PNP 管 Lateral PNP Transistor
 镜像电流源 Mirror Current Source
 比例电流源 Scaling Current Source
 微电流电流源 Micro-Current Source
 威尔逊电流源 Wilson Current Source
 多集电极晶体管
 Multiple Collector Transistor
 互补对称输出极
 Complementary Symmetry Output Stage
 交越失真 Cross Over Distortion
 自动增益控制电路
 Automatic Gain Control Circuit
 模拟乘法器 Analog Multiplier
 函数发生器 Function Generator
 吉尔伯特电流增益单元
 Gilbert Current Gain Unit
 基准(参数)偏置电流 Reference Bias Current
 短路保护电路
 Short-Circuit Protection Circuit
 输入级 Input Stage
 第二级 Second Stage
 输出级 Output Stage
 输入共模范围 Input Common-Mode Range
 失调电压 Offset Voltage
 失调电流 Offset Current
 输入偏置电流 Input Bias Currents
 转换速率(压摆率) Slew Rate
 闭环放大器频率响应
 Frequency Response of Closed-Loop Amp
 单位增益带宽(BG) Unit Gain Bandwidth
Chapter 5
 运算放大器 Operational Amplifiers
 集成运算放大器 Integrated OP Amp
 理想运算放大器 Ideal OP Amp
 深度负反馈 Strong Negative Feedback

电压传输特性

Voltage Transfer Characteristic

虚短路 Virtual Short Circuit

虚地 Virtual Ground

虚断路 Virtual Open Circuit

反相组态 Inverting Configuration

同相组态 Noninverting Configuration

反相输入端 Inverting Input Terminal

同相输入端 Noninverting Input Terminal

闭环增益 Closed-Loop Gain

开环增益 Open-Loop Gain

阻抗 Impedances

积分器 Integrator

微分器 Differentiator

相加器(求和电路) Adder(Summing Circuit)

减法器 Subtractor

电压跟随器 Voltage Follower

电压表 Voltmeter

差分放大器 Difference Amp

仪用放大器 Instrumentation Amp

电流-电压转换器(I-V)

Current-Voltage Converter

电压-电流转换器(V-I)

Voltage-Current Converter

比例运算电路 Scaling Circuit

电压比较器 Voltage Comparator

过零比较器 Zero-Crossing Comparator

集成电压比较器

Integrated Voltage Comparator

电流反馈型集成运算放大器

Current Feedback Type Integrated OP Amp

电流模运算放大器 Current Mode OP Amp

Chapter 6

有源滤波器 Active Filter

巴特沃斯滤波器 Butterworth Filter

切比雪夫滤波器 Chebyshev Filter

贝塞尔滤波器 Bessel Filter

椭圆滤波器 Elliptic Filter

零-极点 Zeros-Poles

一阶函数 First-Order Functions

低通滤波器 Low Pass Filter

高通滤波器 High Pass Filter

带通滤波器 Band Pass Filter

带阻滤波器(陷波器)

Band Reject Filter (Wave Notch)

全通滤波器 All Pass Filter

波特图 Bode Plot

过渡带 Transition Band

通带 Pass Band

阻带 Stop Band

品质因素(Q值) Quality Factor

截止频率 Cut-Off Frequency

无限增益多路反馈

Infinite Gain Multiple Feedback

压控电压源

Voltage-Controlled Voltage Source

中心频率 Center Frequency

状态变量滤波器 State Variable Filter

开关电容网络 Switched Capacitor Network

开关电容积分器

Switched Capacitor Integrator

Chapter 7

反馈放大器特性

Feedback Amp Characteristics

放大器分类 Classification Of Amp

反馈概念 Feedback Concept

反馈网络 Feedback Network

取样网络 Sampling Network

混合(比较)网络

Mixer (Comparator) Network

负反馈 Negative Feedback

正反馈 Positive Feedback

电压串联反馈 Voltage-Series Feedback

电流串联反馈 Current-Series Feedback

电压并联反馈 Voltage-Shunt Feedback

电流并联反馈 Current-Shunt Feedback

电压串联反馈对

Voltage-Series Feedback Pair

无反馈放大器 Non-feedback Amp

基本假设 Fundamental Assumptions

反馈深度(D) Feedback Deep(Desensitivity)

反馈系数 Feedback Factor

基本方程 Basic Equation

环路增益 Loop Gain

深度负反馈电路

Circuit with Strong Negative Feedback

反馈极性判断 Feedback Polarity Examination

信噪比 Signal-Noise Ratio

噪声系数 Noise Factor

改变 Improvement

稳定性 Stability

不灵敏度(稳定度)

负反馈的优点

Advantages of Negative Feedback

振荡条件 Oscillation Criterion

自激振荡 Self-Excited Oscillation

稳定判据 Stability Criterion

稳定裕度 Stability Margin

增益裕度 Gain Margin

相位裕度 Phase Margin

相位补偿 Phase Compensation

迟滞比较器 Hysteresis Comparator

正反馈比较器 Regenerative Comparator

施密特触发器 Schmitt Trigger

方波-三角形发生器

Square Wave --- Triangular Wave Generator

阈值电压 Threshold Voltage

迟滞电压(回差) Hysteresis Voltage

波形发生器 Waveform Generator

脉宽调制 Pulse Width Modulation

脉冲发生器 Pulse Generator

正弦波振荡器 Sinusoidal Oscillator

文氏电桥振荡器 Wien Bridge Oscillator

选频网络 Frequency-Selective Network

压控振荡器 Voltage Controlled Oscillator

Chapter 8

功率放大器 Power Amp(PA)

A类功放 Class A Power Amp

B类功放 Class B Power Amp

AB类功放 Class AB Power Amp

D类功放 Class D Power Amp

互补对称功率放大器

Complementary Symmetry PA

推挽式功放 Push-Pull PA

变压器耦合功放 Transformer Coupled PA

效率 Efficiency

功率管 Power Transistor

散热器 Heat Sink

二次击穿 Second Breakdown

安全工作区 Safety Operating Area

过流保护 Current Overload Protection

输出功率 Output Power

OTL 功放 Output Transformer Less PA

OCL 功放 Output Capacitor Less PA

BTL 功放 Balanced Transformer Less PA

热阻 Thermal Resistance

准互补电路 Quasi-Complementary Circuit

复合管(达林顿电路)

Darlington Circuit

VMOS (Power MOSFET)

稳压电源 Regulated Power Supplies

基准 Reference

输入调整系数 Input Regulation Factor

温度系数 Temperature Coefficient

脉动系数 Ripple Factor

三端稳压器 Three-Terminal Regulator

开关稳压器 Switching Regulator

串联型稳压器 Series-Feedback-Type Regulator

桥式整流电路 Bridge Rectifier Circuit

π 型滤波电路 π -Type Filter

脉宽调制器(PWM) PulseWidth Modulator

部分习题答案

第二章

2-3 $R_{DA}=200\ \Omega, r_{DA}=8.67\ \Omega, R_{DB}=100\ \Omega, r_{DB}=4.33\ \Omega$

2-4 $475\ \Omega \leq R \leq 528\ \Omega$

2-5 $I=5.4\ \text{mA}, I_D=23\ \text{mA}$

2-6 (a) $U_A=1.9\ \text{V}, U_B=1.2\ \text{V}$, (b) $U_A=5\ \text{V}, U_B=-5\ \text{V}$

2-8 (1) $14.2\ \text{V} \leq U_i \leq 24\ \text{V}$, (2) $84.7\ \Omega \leq R_L \leq 500\ \Omega$

第三章

3-1 (1) $A_u=8.26$; (2) $A_u=2.5$; (3) $A_u=0.0826$; (4) $A_u=0.826$ 。

3-2 (1) $R_i=4\ \text{k}\Omega, R_o=0.5\ \text{k}\Omega, A_{u0}=6.25, A_{us}=4$; (2) $A_i=10, A_p=40$ 。

3-4 $A_{u1}=60\ \text{dB}(1000\ \text{倍}), f_H=159.2\ \text{Hz}, f_L=0$

3-5 (1) $I_{CQ}=1.17\ \text{mA}, U_{CEQ}=4\ \text{V}$; (2) $R_B=1140\ \text{k}\Omega, R_C=12\ \text{k}\Omega$ 。

3-6 (1) $I_{CQ}=2\ \text{mA}, U_{CEQ}=-5.4\ \text{V}$; (2) R_{B1} 开路, 管子截止, $I_{CQ}=0, U_C=0$;
 R_{B2} 开路, 管子饱和, $U_C \approx 7.1\ \text{V}$; (3) $R_{B1}=454\ \text{k}\Omega$ 。

3-11 (1) $I_{CQ}=1\ \text{mA}, U_{CEQ}=6.1\ \text{V}$; (2) $A_u=-65, R_i=1.5\ \text{k}\Omega, R_o=3.9\ \text{k}\Omega$;
(3) $A_u=-0.94, R_i=85\ \text{k}\Omega, R_o=3.9\ \text{k}\Omega$ 。

3-12 (1) $I_{CQ}=1.4\ \text{mA}$; (2) $U_{CEQ}=-3.3\ \text{V}$; (3) $A_{us}=-7.7$ 。

3-13 $R_i=1\ \text{k}\Omega; R_o=4\ \text{k}\Omega$ 。

3-14 (1) $I_{CQ}=1.4\ \text{mA}, U_{CEQ}=6.3\ \text{V}$; (2) $A_u=0.98, R_i=51.4\ \text{k}\Omega, R_o=22\ \Omega$ 。

3-15 $R_i=19\ \text{k}\Omega$; (2) $A_{u2}=0.99, R_{o2}=27\ \Omega, A_{u1}=-0.99, R_{o1}=3\ \text{k}\Omega$ 。

3-16 (1) $I_{CQ}=1.46\ \text{mA}, U_{CEQ}=6.2\ \text{V}$; (2) $A_u=0.99, R_o=19\ \Omega$ 。

3-17 (1) $I_{CQ}=1.65\ \text{mA}, U_{CEQ}=3.8\ \text{V}$; (2) $A_u=89.5, R_i=16\ \Omega, R_o=3\ \text{k}\Omega$ 。

3-19 $A_u=-3.33, R_i=1.075\ \text{M}\Omega, R_o=10\ \text{k}\Omega$ 。

3-20 $A_u=0.98, R_i=400\ \text{k}\Omega, R_o=0.1\ \text{k}\Omega$ 。

3-26 (1) $I_{CQ}=1.8\ \text{mA}, U_{CEQ}=5\ \text{V}$ 。

3-27 (1) $I_{CQ}=2.6\ \text{mA}, U_{CEQ}=7.5\ \text{V}$; (2) $\Delta U_{CE}=5\ \text{V}$ 。

3-28 (1) $R_B=188\ \text{k}\Omega$; (2) $U_{CC}=12\ \text{V}, R_C=4\ \text{k}\Omega, U_{CEQ}=5\ \text{V}, I_{CQ}=2\ \text{mA}$,
 $R_L=1.3\ \text{k}\Omega, R_B=283\ \text{k}\Omega, U_{OPP}=4\ \text{V}$

3-29 $U_{OPP} = 4 \text{ V}$

3-32 $A_{ul} = 200, \omega_H = 10^6 \text{ rad/s}$ (或 $f_H = 159.2 \text{ kHz}$), $A_u \cdot BW = 31.85 \text{ MHz}$ 。

3-33 $\omega_\beta = 4 \text{ Mrad/s}, \omega_T = 400 \text{ Mrad/s}$ 。

3-34 (2) $A_{ul} = 120 \text{ dB}, f_H = 1.6 \text{ MHz}$ 。

3-38 (1) $r_{b'e} = 2.6 \text{ k}\Omega, C_{b'e} = 20.4 \text{ pF}, g_m = 38.46 \text{ mS}$;

(2) $C_M = 40.4 \text{ pF}$; (3) $A_{uls} = -17.86$; (4) $f_{H1} = 14.1 \text{ MHz}, \Delta\varphi(jf_H) = -45^\circ$ 。

3-39 (1) $R_C = 2.8 \text{ k}\Omega$; (2) $C_1 \geq 5.68 \text{ }\mu\text{F}$; (3) $f_H = 1.61 \text{ MHz}$ 。

3-40 $C_1 \geq 7.66 \text{ }\mu\text{F}, C_2 \geq 2.12 \text{ }\mu\text{F}, C_3 \geq 766 \text{ }\mu\text{F}$ 。

第四章

4-1 (1) $I_{C4} = 0.365 \text{ mA}$

(2) $R_1 = 3.3 \text{ k}\Omega$

4-2 $A_i = \frac{I_o}{I_i} = 6$

4-4 (1) $I_{CQ} = 1 \text{ mA}, U_{CEQ} = 9.7 \text{ V}$

(2) $A_{ud} = -71.4, R_{id} = 5.6 \text{ k}\Omega, R_{od} = 12 \text{ k}\Omega$

4-5 (1) $I_{C2Q} = 1.1 \text{ mA}, U_{CE2Q} \approx 7.2 \text{ V}$

(2) $A_{ud} = 83.3$

(3) $A_{uc} = 0.49, K_{CMR} = 170$

(4) $R_{id} = 6 \text{ k}\Omega, R_{oc} = R_C = 10 \text{ k}\Omega$

(5) 差模输入电压 $u_{id} = -10\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$

共模输入电压 $u_{ic} = 505\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$

所以, 差模输出电压 $u_{od} = A_{ud} u_{id} = -833\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$

共模输出电压 $u_{oc} = A_{oc} u_{ic} = -237\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$

又有: 直流输出电平 $U_{C2Q} = 6.5 \text{ V}$, 则 u_o 的瞬时输出为

$$u_o = U_{C2Q} + u_{od} + u_{oc} = 6.5 - 1.07\sqrt{2} \sin \omega t \text{ V}$$

4-6 (1) $A_{ud} = 200, u_o = u_{c1} - u_{c2} = 2 \sin(\omega t) \text{ V}$

(2) $u_o = A_{ud}(u_{i1} - u_{i2}) = (1 - 2 \sin \omega t) \text{ V}$

(3) 共模输入电压 U_{ic} 应满足: $-10 \text{ V} < U_{ic} < 9 \text{ V}$ 。

4-7 $A_{ud} \approx -3.53, K_{CMR} \approx 22.94 (27.2 \text{ dB})$

4-8 (1) $R = 29.3 \text{ k}\Omega$ (2) $A_{ud} = -50$

4-10 电路的差模电压放大倍数在 $41 \sim 13.3$ 之间变化。

4-11 $A_{ud} = -235, R_{id} = 8004 \text{ k}\Omega$

4-12 $A_{ud} = 16.88, R_{id} = 404 \text{ k}\Omega$

4-13 (1) $I = 1 \text{ mA}$ (2) $A_u = 210$

$$4-15 \quad (2) \quad A_{ud} = \frac{U_o}{U_i} = -25 \quad R_{id} = 64.5 \text{ k}\Omega$$

第五章

$$5-1 \quad u_o = -\frac{R_5}{R_1} u_{i1} + \left(1 + \frac{R_5}{R_1 // R_3}\right) \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) u_{i2}$$

$$5-2 \quad u_o = u_{i1} + 2u_{i2}$$

$$5-4 \quad (a) \quad u_o = 30 \text{ mV} \quad (b) \quad u_o = 30 \text{ mV}$$

$$(c) \quad u_o = 10 \text{ mV} \quad (d) \quad u_o = 10 \text{ mV (跟随器)}$$

$$5-6 \quad \frac{u_L}{u_i} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1}; \quad u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) u_i = 10.8 \text{ V}$$

$$5-7 \quad u_{o1} = 1.5u_i; \quad u_o = 0.5u_i$$

$$5-8 \quad u_o = 5 \text{ V}$$

$$5-9 \quad u_o = \frac{R_f}{R_1} u_{i1} - \frac{R_f}{R_2} u_{i2}$$

$$5-10 \quad (1) \quad A_u = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_G}\right); \quad (2) \quad A_{u\min} = 25 \quad A_{u\max} = 205;$$

$$5-13 \quad (1) \quad U_o = j\omega CR_3 \left(\frac{R_2}{R_1}\right) U_i; \quad (2) \quad u_o(t) = \frac{R_2}{R_1} R_3 C \frac{du_i(t)}{dt}$$

$$5-14 \quad I_L = -\frac{u_i}{R_2} = -0.4 \sin \omega t \text{ mA, 且与负载 } Z_L \text{ 无关。}$$

$$5-15 \quad u_o = \frac{u_x u_y}{u_z}。$$

$$5-18 \quad (2) \quad u_o = -10 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{u_{i1}}{u_{i2}}。$$

$$5-19 \quad (3) \quad u_o = |u_i|$$

$$5-20 \quad (1) \quad \text{图(a)引入了负反馈, 是一个同相比例放大器, 其增益 } A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$$

图(b)是一个开环运用的电压比较器, 输出电压为方波, 振幅近似为 $\frac{1}{2} U_{CC} = 6 \text{ V}$

$$5-21 \quad (1) \quad \text{当 } u_i > 6 \text{ V 或 } u_i < 3 \text{ V 时, LED 亮; (2) } 0.33 \text{ k}\Omega < R < 1.98 \text{ k}\Omega。$$

$$5-22 \quad (1) \quad \text{①为同相, ②为反相}$$

$$(2) \quad \text{图(a) } u_{o2} = -\frac{R_{E1}}{R_1} u_i \quad u_{o1} = \frac{R_C}{R_{E1}} u_i$$

$$(3) \quad \text{图(b) } u_{o1} = \left(1 + \frac{R_{E1}}{R_{E2}}\right) u_i \quad u_{o2} = -\frac{R_C}{(R_{E1} + R_{E2})} \left(1 + \frac{R_{E1}}{R_{E2}}\right) u_i$$

第六章

$$6-3 \quad (a) \quad U_o(s) = -\frac{10^{-3}s+1}{10^{-3}s} U_i(s)$$

$$(b) \quad U_o(s) = -10^{-3}s U_i(s) - 0.5 U_i(s)$$

$$(c) \quad U_o(s) = \frac{10^3}{s} U_i(s)$$

$$(d) \quad U_o(s) = -\frac{100}{s} U_{i1}(s) - \frac{50}{s} U_{i2}(s)$$

$$6-4 \quad (1) \quad A(j\omega) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{A_0 \left[1 - j \frac{1}{Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \right]}{1 + j \frac{1}{Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)}}$$

其幅频特性和相频特性分别为

$$\begin{cases} A(j\omega) = A_0 \\ \varphi(\omega) = -2 \arctan \left[\frac{1}{Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \right] \end{cases}$$

其中

$$\begin{cases} A_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{C \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}} \\ Q = \frac{1}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{R_2 C_1 C_2}{R_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \end{cases}$$

(2) 由以上分析可知,图 P6-4 所示电路为二阶全通滤波器,即二阶移相滤波器,幅频特性曲线 $A(\omega) = A_0$ 的波特图如图 P6-4' (a) 所示,相频特性 $\varphi(j\omega)$ 曲线的波特图如图 P6-4' (b) 所示。

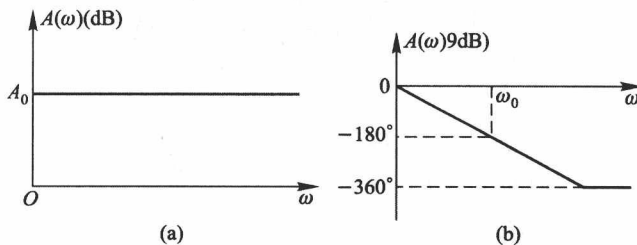


图 P6-4'

$$6-5 \quad (1) A_u(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1+j\omega CR_2}$$

$$(2) A_{u0} = -10$$

$$(3) C = 0.3183 \mu\text{F} \quad \text{可选 } 0.33 \mu\text{F} \text{ 的标称值电容。}$$

$$6-6 \quad (1) \text{通带电压放大倍数为: } H(\infty) = 2$$

$$(2) Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_3}}{R_2(C_1 + C_3) + R_3 C_3(1 - A_F)} = \frac{1}{2}$$

$$(3) \text{特征频率为: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_3}} = \frac{1}{RC} = 10^4$$

$$6-7 \quad (1) \text{(a) 电路为二阶 Shallen-key 低通滤波器。}$$

$$H(0) = A_F = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{RR_1 C_1 C_2}} = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{RR_1 C_1 C_2}}{C_2(R+R) + RC_1(1-A_F)} = \frac{R_1\sqrt{C_1 C_2}}{2R_1 C_2(+R) + R_2 C_1}$$

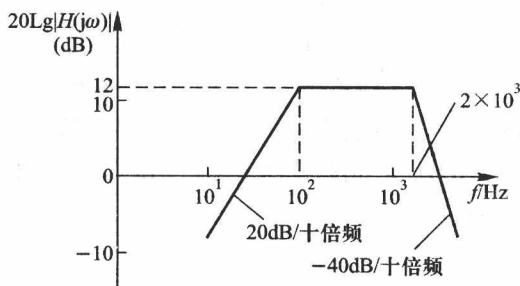
$$(2) \text{(b) 该电路为二阶 MFB 低通滤波器。}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{RR_2 C_1 C_2}}$$

$$H(0) = \frac{R}{R_1}$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left(\sqrt{\frac{RR_2}{R_1}} + \sqrt{\frac{R}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R}} \right)$$

$$6-12 \quad \text{幅频特性为:}$$



$$6-16 \quad \text{传递函数为: } H(j\omega) = \frac{u_o(j\omega)}{u_i(j\omega)} = \frac{1-j\omega RC}{1+j\omega RC} \text{ 可见是一阶全通滤波器。}$$

$$6-17 \quad (1) \text{该电路为带通滤波器。}$$

$$(2) \text{若 } C_1 \text{ 短路, 则该电路为低通滤波器。}$$

$$(3) \text{若 } C_2 \text{ 开路, 则该电路为高通滤波器。}$$

$$6-21 \quad u(s) = -i(s) \frac{1}{sC_2} = \frac{C_1}{sC_2T_C} [u_{i2}(s) - u_{i1}(s)]$$

$$\text{或 } u(t) = -\frac{C_1}{C_2T_C} \int (u_{i2}(t) - u_{i1}(t)) dt$$

该电路是一个开关电容差分积分器。

第七章

$$7-1 \quad A=2500, F=0.96\%$$

$$7-2 \quad A_{uf(\max)}/A_{uf(\min)}=1.08$$

$$7-4 \quad (1) A_u=80 \text{ dB} (10000 \text{ 倍}), f_H=100 \text{ Hz}, A_u \cdot f_H=10^6 \text{ Hz}$$

$$(2) F_u=0.01, A_{u1}=100 (40 \text{ dB}), f_{Hf}=10 \text{ kHz}$$

$$7-5 \quad A_{If}=90.9, f_{Hf}=1.751 \text{ MHz}$$

$$7-14 \quad (3) A_{uf}=91$$

$$7-18 \quad (1) \text{ 相位裕度为 } 45^\circ; (3) BW=0.1 \text{ MHz}, BW_f=10 \text{ MHz}$$

$$7-19 \quad f_o=9.7 \text{ kHz}$$

$$7-24 \quad f_o \approx 45.5 \text{ Hz}$$

第八章

$$8-3 \quad (3) A_{uf}=1+\frac{R_{F1}}{R_{F2}}$$

$$(4) U_{CC} \geq 12.7 \text{ V}, \text{ 取 } U_{CC}=U_{EE}=15 \text{ V}$$

$$8-4 \quad 2.5 \text{ V} \leq U_o \leq 27.5 \text{ V}$$

$$8-5 \quad \eta=25\%$$

$$8-8 \quad (2) U_1=8.4 \text{ V}, n=26.2, U_{BR}>22 \text{ V} \quad (3) U_o=5 \text{ V}, U'_o=-5 \text{ V}$$

$$(4) P_C=250 \text{ mW}$$

$$8-9 \quad (1) 18 \text{ V} \quad (2) 6 \text{ V} \quad (3) 0.6 \text{ W}$$

$$8-10 \quad I_o=45 \text{ mA}$$

$$8-11 \quad (1) P_{o(\max)} \approx 14.6 \text{ W} \quad (2) \eta_{(\max)}=78.5\% \quad (4) U_i \approx 0.7 \text{ V}$$

$$8-12 \quad P_o=3.54 \text{ W} \quad (2) P_E=5.02 \text{ W} \quad (3) \eta=70.5\%$$

$$8-13 \quad (1) I_{CIQ}=0.1 \text{ mA}, U_{CIQ}=11 \text{ V} \quad (2) P_{o(\max)}=9 \text{ W} \quad (4) A_{uf}=10, U_{im}=1.2 \text{ V}$$